

Universidad Carlos III de Madrid
Escuela Politécnica Superior



**Diseño de un sistema de regulación de
velocidad para un prototipo emulador
de turbina eólica**

Proyecto de Fin de Carrera

I.T.I Electrónica Industrial

Autor: Nuria Garrido Romá

Tutora: Mónica Alonso

Directora: Lorena González Juárez

Noviembre 2010

INDICE

INDICE	3
TABLA DE ILUSTRACIONES	8
NOMENCLATURA	11
AGRADECIMIENTOS	13
CAPÍTULO I:	14
INTRODUCCIÓN	14
1 . INTRODUCCIÓN	15
1 . 2 . OBJETIVOS	16
1 . 3 . ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO	17
1 . 4 . VINCULACIÓN CON PROYECTOS ANTERIORES	18
CAPÍTULO II:	19
MARCO CONCEPTUAL	19
2 . MARCO CONCEPTUAL	20
2 . 1 . ESTADO DEL ARTE	20
2 . 2 . MODELO MATEMÁTICO DE LA MÁQUINA DE CORRIENTE CONTINUA	21
2 . 2 . 1 . ECUACIONES DE LA MÁQUINA DE CORRIENTE CONTINUA EN RÉGIMEN PERMANENTE	22
2 . 2 . 2 . ESTRATEGIAS DE CONTROL DE LA MÁQUINA DE CORRIENTE CONTINUA	23
2.2.2.b. Característica mecánica del motor de excitación independiente	23
2.2.2.c. Criterio del par constante	24
2.2.2.d. Criterio de regulación a par constante	25
2.2.2.e. Estrategias posibles	25
2 . 2 . 3 . ECUACIONES DINÁMICAS DE LA MÁQUINA DE CORRIENTE CONTINUA	26
2 . 3 . IMPLEMENTACIÓN DE LA MÁQUINA DE CORRIENTE CONTINUA	27

2.4. CARACTERÍSTICAS DEL CONTROLADOR	28
2.4.2. ELECCIÓN DE TIPO DE REGULADOR	29
CAPÍTULO III:.....	31
DISEÑO DEL CONTROL.....	31
3. DISEÑO DEL CONTROL	32
3.1. ANÁLISIS DE ESTABILIDAD DE LA MÁQUINA DE CORRIENTE CONTINUA.....	32
3.1.1. ANÁLISIS DE ESTABILIDAD	33
3.1.1.a. Diagrama de bloques.....	33
3.1.1.b. Función de transferencia.....	33
3.1.1.c. Respuesta impulsional de los sistemas de segundo orden.....	35
Clasificación de los valores de ζ :.....	36
Tiempo de estabilización	40
Tiempo de pico	40
Sobreoscilación.....	40
3.1.1.d. Criterio de Routh	40
3.1.1.e. Errores	42
Error de posición.....	43
Error de velocidad.....	44
Error de aceleración	44
3.1.2. ANÁLISIS DE ESTABILIDAD: Te FRENTE A Ua	45
3.1.2.b. Función de transferencia.....	45
3.1.2.c. Respuesta impulsional	46
3.1.2.d. Criterio de Routh	49
3.1.2.e. Errores	49
Error de posición (ep)	49
Error de velocidad (ev)	50
Error de aceleración (ea)	50
3.1.2.f. Conclusiones.....	50
3.1.3. ANÁLISIS DE ESTABILIDAD: w FRENTE A Ua	51
3.1.3.b. Función de transferencia.....	51
3.1.3.c. Respuesta impulsional	52
3.1.3.d. Criterio de Routh	53

3.1.3.e. Errores	54
Error de posición (ep)	54
Error de velocidad (ev)	54
Error de aceleración (ea)	54
3.1.3.f. Conclusiones.....	55
3.2. CONTROLABILIDAD Y OBSERVABILIDAD DEL SISTEMA	55
3.2.1. ANÁLISIS DE CONTROLABILIDAD DEL SISTEMA	56
3.2.1.a. Ecuaciones de estado	56
3.2.1.b. Definición de controlabilidad de estado	56
3.2.1.c. Condición de controlabilidad	57
3.2.1.d. Controlabilidad del sistema	57
3.2.2. ANÁLISIS DE OBSERVABILIDAD DEL SISTEMA.....	58
3.2.2.a. DEFINICIÓN DE OBSERVABILIDAD	58
3.2.2.b. CONDICIÓN DE OBSERVABILIDAD	58
3.2.2.c. OBSERVABILIDAD DEL SISTEMA	59
3.3. DIAGRAMA DE BODE.....	60
3.3.1. DEFINICIÓN.....	60
3.3.2. DIAGRAMA DE BODE DEL SISTEMA.....	60
3.3.3. Diagrama de Bode del sistema.....	61
3.3.3.a. Cálculo del controlador del bucle interno PI2; PI Te frente Ua	61
3.3.3.b. Cálculo de controlador del bucle externo PI1; w frente Te.....	65
CAPÍTULO IV:.....	68
SIMULACIÓN	68
4. SIMULACIÓN	69
4.1. VALIDACIÓN DE LA PLANTA DEL SISTEMA DE SIMULACIÓN	69
4.2. VALIDACIÓN DEL SISTEMA CON CONTROL PID	70
4.2.2. VELOCIDAD w	70
4.2.3. PAR ELÉCTRICO Te	71
4.3. CONTROLADOR PID CON ALGORITMOS DE ANTI-SATURACIÓN	71
4.4. VALIDACIÓN DEL SISTEMA CON CONTROL ANTI WIND-UP	73
4.4.1. VELOCIDAD	73
4.4.2. PAR ELÉCTRICO Te	74

4.4.3. COMPARACIÓN	74
4.5. VALIDACIÓN DEL SISTEMA CON LA MÁQUINA DC IMPLEMENTADA.....	74
4.5.2. VELOCIDAD	75
4.5.3. PAR ELÉCTRICO T_e	76
4.5.4. COMPARACIÓN	76
CAPÍTULO V:.....	77
IMPLEMENTACIÓN EN EL LABORATORIO.....	77
5. IMPLEMENTACIÓN EN EL LABORATORIO	78
5.1. DESCRIPCIÓN DE ELEMENTOS.....	78
5.1.1. PARÁMETROS PRINCIPALES DE LA MÁQUINA DE CORRIENTE CONTINUA	79
5.1.1.a. Valores nominales	79
5.1.2. CONVERTIDOR TRIFÁSICO	80
5.1.3. TARJETA DE ADQUISICIÓN DE DATOS <i>NATIONAL INSTRUMENTS</i>	81
5.1.4. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DE LA <i>XPC TARGET</i> DE <i>MATLAB</i> ® SIMULINK	81
5.1.4.a. PRINCIPIOS DE FUNCIONAMIENTO	81
5.1.4.b. CONEXIÓN DE LA MÁQUINA DC A TRAVÉS DE LA <i>XPC Target</i>	83
ADQUISICIÓN DE SEÑALES.....	83
SALIDA PWM <i>NATIONAL INSTRUMENTS</i>	84
SCOPE <i>XPC TARGET</i>	85
5.2. IMPLEMENTACIÓN EN EL LABORATORIO.....	86
CAPÍTULO VI:.....	89
VALIDACIÓN.....	89
6. VALIDACIÓN	90
6.1. CONCLUSIONES	91
CAPÍTULO VII:	92
TRABAJOS FUTUROS	92
7. TRABAJOS FUTUROS	93
7.1.1. MEJORAS EN LA OBTENCIÓN DE LOS CONTROLADORES PID.....	93
7.1.2. NUEVOS ALGORITMOS DE CONTROL	93

ANEXOS.....95

8 . ANEXOS96

8 . 1 . TABLA DE CALIBRACIÓN DEL EMULADOR DE LA TURBINA EÓLICA.....96

8 . 2 . TABLA DE VALIDACIÓN DE LA PLANTA DEL SISTEMA DE REGULACIÓN97

BIBLIOGRAFÍA98

9 . BIBLIOGRAFÍA.....99

TABLA DE ILUSTRACIONES

Fig. 1.1. Incremento anual de la potencia eólica instalada en la Unión Europea y tasa de variación	15
Fig. 1.2. Evolución de la potencia eólica instalada y evolución según el Plan de Energías Renovables 2005-2010	16
Fig. 2.1. Esquema de regulación de un algoritmo de anti-saturación.....	21
Fig. 2.2. Esquema eléctrico de la máquina DC.....	22
Fig. 2.3. Curva de imantación de la máquina DC.....	23
Fig. 2.4. Característica par-velocidad de la máquina DC (como motor)	24
Fig. 2.5. Característica par-velocidad (a diferentes tensiones U_a).....	24
Fig. 2.6. Característica par-velocidad (a diferentes Φ)	25
Fig. 2.7. Regiones de funcionamiento de las diferentes estrategias de regulación	25
Fig. 2.8. Esquema de la máquina DC.....	27
Fig. 2.9. Diagrama de bloques de la máquina DC.....	27
Fig. 2.10. Esquema de regulación de la máquina DC.....	29
Fig. 2.11. Respuesta a un escalón de un sistema realimentado en lazo cerrado dado por: (a)Controlador P; (b)Controlador PD; (c) Controlador PID.....	30
Fig. 3.1. Diagrama de bloques de la máquina DC.....	33
Fig. 3.2. Ejemplo de sistema inestable	34
Fig. 3.3. Ejemplo de sistema estable	35
Fig. 3.4. Ejemplo de sistema oscilatorio	36
Fig. 3.5. Ejemplo de sistema subamortiguado	36
Fig. 3.6. Ejemplo de sistema críticamente amortiguado	37
Fig. 3.7. Ejemplo de sistema sobreamortiguado	37
Fig. 3.8. Oscilación con $\zeta=0.01$	38
Fig. 3.9. Oscilación con $\zeta=0.25$	39
Fig. 3.10. Oscilación con $\zeta=0.5$	39
Fig. 3.11. Ejemplo de realimentación unitaria.....	43
Fig. 3.12. Esquema de regulación de la máquina DC.....	45
Fig. 3.13. Lugar de las raíces de la función de transferencia $G(s)$	46

Fig. 3.14. Esquema de regulación	51
Fig. 3.15. Lugar de las raíces de $H(s)$	52
Fig. 3.16. Diagrama de Bode del sistema.....	60
Fig. 3.17. Lugar de las raíces de $G(s)$	61
Fig. 3.18. Diagrama de Bode de la función $T(s)$	63
Fig. 3.19. Diagrama de Bode tras la modificación de la atenuación de la ganancia	64
Fig. 3.20. PI_2	64
Fig. 3.21. 1º desarrollo del esquema de regulación	65
Fig. 3.22. 2º desarrollo del esquema de regulación	65
Fig. 3.23. 3º desarrollo esquema de regulación	65
Fig. 3.24. Diagrama de Bode el sistema.....	66
Fig. 3.25. PI_1	67
Fig. 4.1. Esquema para la validación de la planta de la máquina DC	69
Fig. 4.2. Sistema tras la implementación de los reguladores	70
Fig. 4.3. Simulación de la velocidad.....	70
Fig. 4.4. Simulación del par eléctrico	71
Fig. 4.5. Esquema anti wind-up	72
Fig. 4.6. Sistema con los reguladores anti wind-up implementados.....	73
Fig. 4.7. Simulación de velocidad con los anti wind up	73
Fig. 4.8. Simulación T_e con anti wind up	74
Fig. 4.9. Sistema de regulación con bloque de Simulink de la máquina DC	75
Fig. 4.10. Simulación velocidad.....	75
Fig. 4.11. Simulación par eléctrico.....	76
Fig. 5.1. Conexión del hardware del prototipo de emulador de turbina eólica	78
Fig. 5.2. Placa de características del motor	79
Fig. 5.3. Esquema eléctrico del transformador trifásico.....	80
Fig. 5.4. Modelo SBC-68 de National Instruments	81
Fig. 5.5. Esquema de funcionamiento de la xPC Tarjet	82
Fig. 5.6. Esquema de la adquisición de señales	83
Fig. 5.7. Acondicionamiento de señales	84
Fig. 5.8. Salidas de la National Instrument	84
Fig. 5.9. Scope de la xPC Target.....	85
Fig. 5.10. Motor DC en el laboratorio	86
Fig. 5.11. Convertidor trifásico del laboratorio	86

Fig. 5.12. Tarjeta National Instruments del laboratorio con sus tres buses de datos.....87

Fig. 5.13. PC Target, osciloscopio y multímetros para las mediciones necesarias para la validación del sistema de control.....87

Fig. 5.14. Foto del prototipo completo de la turbina eólica el día de la validación88

Fig. 6.1. Sistema de regulación del simulador de la turbina eólica90

Fig. 6.2. Respuesta del sistema tras su implementación.....91

NOMENCLATURA

Letras mayúsculas romanas.

A	Magnitud.
B	Par resistente del motor.
C	Capacidad.
E	Tensión.
I	Corriente (valor eficaz).
J	Momento de inercia.
K	Ganancia del controlador.
L	Inductancia.
M	Matriz de controlabilidad.
N	Matriz de observabilidad.
P	Potencia activa.
R	Resistencia.
S	Potencia aparente.
T	Tiempo.
U	Tensión (valor eficaz).

Letras minúsculas romanas.

d	Ciclo de trabajo (<i>dutycycle</i>).
e	Tensión.
f	Frecuencia.
i	Corriente.
j	Unidad imaginaria.
k	Ganancia del controlador.
s	Polo.
t	Tiempo.
Δt	Variación de tiempo.
u	Tensión.

Letras griegas

β	Realimentación.
ζ	Coeficiente de amortiguamiento.
θ	Ángulo.
ω	Frecuencia angular.
Ω	Ohmios.

Subíndices

a	Aceleración.
d	Derivativo.
i	Integral.
j	Imaginario.
k	Ganancia.
p	Proporcional.
t	Tiempo.
v	Velocidad.

Abreviaturas

AEE	Asociación Empresarial Eólica.
AW	Anti- Windup.
dB	Decibelios.
DC	Corriente continua (<i>DirectCurrent</i>).
FEM	Fuerza Electromotriz.
LQG	Control Gaussiano Lineal Cuadrático.
MG	Margen de Ganancia.
MF	Margen de Fase.
MPC	ModelPredictive Control.
PER	Plan de Energías Renovables.
PI	Regulador Proporcional Integral.
PID	Regulador Proporcional Derivativo.
PWM	Modulación de ancho de pulso (<i>Pulse WidthModulation</i>).
RLC	ReachingLaw Control.
SCAP	Sistema de Control Adaptativo Predictivo.
SMC	SlidingMode Control.

AGRADECIMIENTOS

Al llegar a este punto, debo agradecer a mucha gente el que hoy este aquí, alcanzando una gran meta que es la de concluir este trabajo.

En primer lugar agradecer a Mónica Alonso, mi tutora, la oportunidad brindada al poder ejercer de mi tutora con tan poco tiempo. También quiero darle las gracias a Lorena, quien también me ha ayudado, enseñado muchas cosas y en la que he encontrado a una gran persona. Gracias a vosotras por haberme ayudado a conseguir crear este proyecto.

A quien debo lo que soy y he conseguido hasta ahora es a mi familia, a mis padres Pablo y Maribel, y a mi hermana Ana. Os habéis volcado en permitirme conseguir todas esas metas que me he marcado en la vida sin limitarme nunca y sin vosotros no habría podido conseguirlas. Gracias por todo el apoyo incondicional que me habéis dado en todos estos años.

A mi novio Rubén quien me ha apoyado desde el primer día. Sin ti todo este camino no habría sido ni la mitad de fácil de lo que ha sido. Me has enseñado qué cosas son importantes en la vida. Gracias por escribir esta historia conmigo.

A todos mis amigos, especialmente a Diana, quien en poco tiempo me ha demostrado muchísimas cosas, recordarte que eres alguien muy importante, no cambies.

Y por supuesto, a todos mis compañeros de la carrera, con quien no solo he compartido aula y apuntes, sino horas de estudios, aún más horas de cafés. Grandes personas se han fraguado entre las paredes de esta universidad.

Gracias a todos.

CAPÍTULO I:

INTRODUCCIÓN

1. INTRODUCCIÓN

El sector eólico está experimentando, a escala mundial, unas tasas de crecimiento muy altas, tanto a nivel de potencia instalada como a nivel de desarrollo tecnológico. La contribución de esta fuente de energía al logro común de reducir las emisiones de gases de efecto invernadero, la evolución tecnológica de los aerogeneradores y la optimización de los costes de producción e implantación, hacen de ella una evidente opción de futuro.

El estado actual de la energía eólica permite su explotación con fiabilidad técnica, rentabilidad económica e impactos ambientales poco significativos. Los impactos ambientales son reducidos y muy superados por las ventajas que implica la energía eólica frente a la energía térmica a la que sustituye.

La Unión Europea se ha trazado objetivos muy ambiciosos en el desarrollo de energías renovables y singularmente de energía eólica, como forma de cumplir sus compromisos internacionales en materia de reducción de CO₂, así como de reducir la dependencia energética del conjunto de la Unión, posibilitando con todo ello la creación de un sector industrial emergente con gran capacidad de generar riqueza y empleo, y de evidente potencial exportador a todo el mundo (ver Fig. 1.1).

El desarrollo de la energía eólica en los últimos años ha permitido alcanzar unos niveles técnicos avanzados, que se traducen en mayores potencias, mejores rendimientos y altas disponibilidades. Actualmente, los aerogeneradores de las empresas líderes del sector son máquinas de unos 500-1000 kW frente a los 25/50 de hace algunos años[2]. Estas potencias permiten alcanzar producciones muy importantes con un número reducido de equipos, lo que implica un mejor aprovechamiento de los emplazamientos.

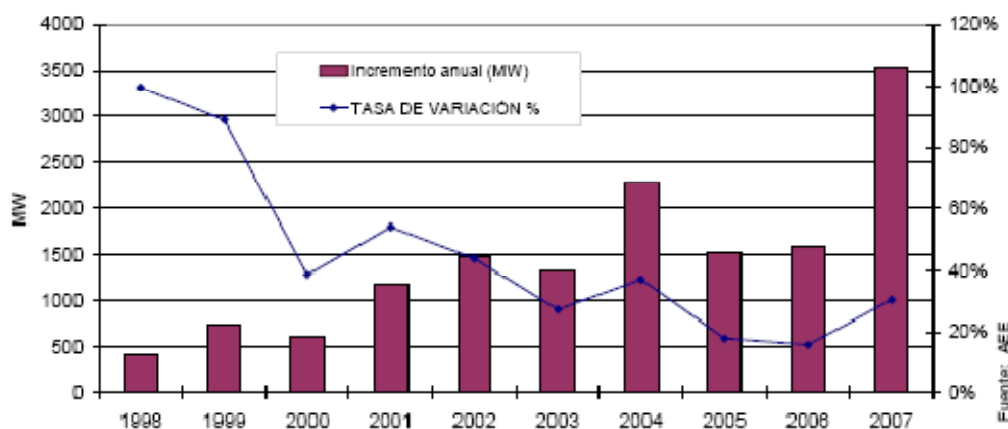


Fig. 1.1. Incremento anual de la potencia eólica instalada en la Unión Europea y tasa de variación

A nivel nacional, la energía eólica es el área que mayor desarrollo viene experimentando, habiendo registrado durante los tres últimos años un crecimiento medio de la potencia instalada superior a los 1.600 MW anuales, como se refleja en el gráfico de la Fig. 1.2. Además, existen factores que propician un mayor impulso en la evolución del sector eólico en España:

- Existencia de un amplio potencial eólico en nuestro territorio todavía sin explotar.
- Normativa favorable a conseguir una mayor penetración eólica, que ha permitido consolidar la confianza y el interés de los promotores.
- Sector industrial maduro con firme interés en el sector.
- Existencia de tecnología y capacidad de desarrollo de fabricación a nivel nacional.
- Las planificaciones de los Gobiernos autonómicos soportan los objetivos planteados en el Plan de Energías Renovables 2005-2010.
- La incorporación de mejoras tecnológicas, en el comportamiento de los aerogeneradores frente a red, permitirá un alto grado de penetración de la energía eólica, sin afectar a la seguridad de abastecimiento eléctrico. [1]

Por todo ello, de acuerdo con los objetivos generales del Plan de Energías Renovables, el área eólica sitúa su nuevo objetivo de incremento en 12.000 MW adicionales en el período 2005-2010, lo que supone finalizar la década con una potencia total instalada de 20.155 MW, y para alcanzarlo se propone una serie de medidas asociadas al área.[2]

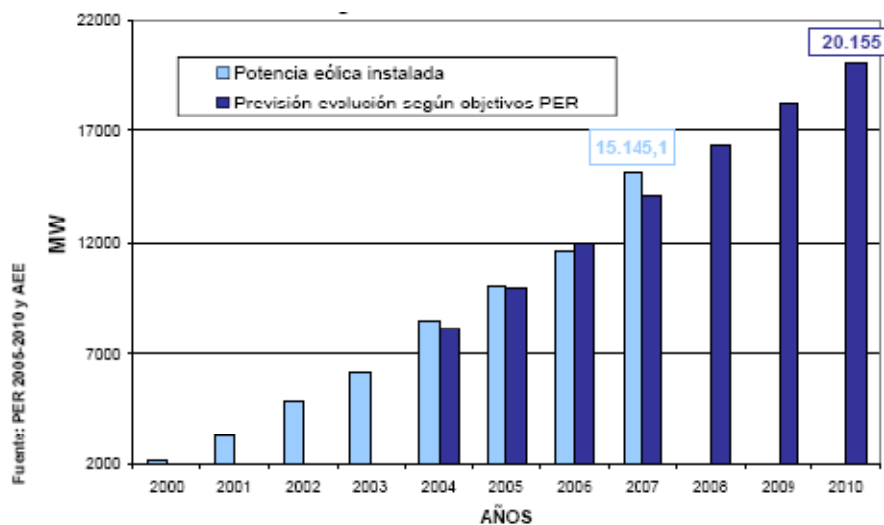


Fig. 1.2. Evolución de la potencia eólica instalada y evolución según el Plan de Energías Renovables 2005-2010

1.2. OBJETIVOS

El presente proyecto tiene por objetivo el diseño de un controlador de velocidad, con un regulador de corriente mediante programación software, para un emulador de una turbina de energía eólica de velocidad variable, doblemente alimentada en el laboratorio de la Universidad Carlos III, utilizando una arquitectura hardware de bajo coste. El hardware

implementado debe facilitar el control en tiempo real del prototipo del aerogenerador, por lo que los tiempos de ejecución y muestreo son críticos.

Este regulador será construido con el programa *Matlab*®. Para el control del emulador de la turbina en tiempo real se utilizará la aplicación *xPC Target* de *TheMathworks*[3][4][5]. El empleo de la aplicación *xPC Target* nos permite la reutilización de CPUs, ordenadores antiguos en desuso, ya que su única función es la de monitorizar la evolución de la señal de salida del sistema de control, para el cálculo de procesos en tiempo real, permitiendo tener un coste relativamente bajo, mediante una implementación común de hardware, innovador para la conexión y comunicación entre un sistema real que se pueda controlar en tiempo real.[6]

Se utilizarán tarjetas de adquisición de datos de *National Instruments*, SCB-68 y SCB-100 [7] que permiten adquirir entradas y salidas, tanto digitales como analógicas, del sistema real y controlar los inversores del aerogenerador.

Para la obtención del regulador previamente se realizará un análisis de estabilidad del sistema de la máquina de corriente continua, así como un análisis de la controlabilidad y observabilidad, y posteriormente con métodos matemáticos se obtendrá el regulador deseado.

1.3. ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO

El presente proyecto consta de nueve capítulos:

En el primer capítulo se hace una presentación de la situación de la energía eólica actualmente, así como de los objetivos marcados para el presente proyecto.

En el segundo capítulo, en el estado del arte, se recopilan aquellos estudios anteriores que guardan relación con el presente proyecto. También se realiza una introducción del modelo matemático de la máquina DC, así como su implementación en *Matlab*®. Por último, se definen las características del control y el tipo de regulador necesario para dicha regulación.

En el tercer capítulo se diseña el control del sistema, realizando unos estudios previos de estabilidad, controlabilidad y observabilidad, con el fin de comprobar la situación previa del sistema de la máquina DC sin la implementación del control. Una vez realizados estos estudios, se procede al cálculo del controlador y a realizar las simulaciones necesarias para comprobar el correcto funcionamiento de la regulación, así como las variaciones que sean necesarias.

En el capítulo cuarto se muestran en primer lugar, las simulaciones obtenidas para la verificación del correcto funcionamiento de la función de transferencia del sistema sobre el cual hallamos el control. Posteriormente, se procede a la simulación tras la implementación del control al sistema anterior de la función de transferencia del sistema, y finalmente, las simulaciones del sistema tras la implementación del control con algoritmo de anti-saturación (*anti-windup*), con el prototipo de máquina DC de *Matlab*® y las conclusiones obtenidas de cada una de ellas.

En el quinto capítulo se hace una descripción de los materiales y equipos utilizados en el laboratorio, y una descripción del funcionamiento de la tarjeta *xPC Target*, así como sus conexiones con la máquina DC.

En el capítulo sexto se procederá a la validación de los resultados obtenidos tras la implementación del sistema completo realizado en el quinto capítulo, dando así constancia del correcto funcionamiento del control implementado y de la obtención de los objetivos marcados al inicio del proyecto.

En el séptimo capítulo se expondrán los posibles trabajos futuros que pueden complementar el presente proyecto. Se propondrán dos vías para la realización de dichos proyectos: Por una parte, diferentes metodologías para la obtención del controlador que se hallará en este proyecto, y por otra parte, distintos controladores que podrían implementarse como sustitutivo del que obtengamos.

El octavo capítulo es el anexo donde se muestran las tablas de datos empleadas y obtenidas para la realización de las simulaciones e implementaciones. También quedarán reflejadas las hojas de características de los diferentes elementos que configuran el sistema del emulador de la turbina eólica sobre el cual realizaremos en control.

En el noveno capítulo se muestra toda la bibliografía, libros, publicaciones científicas y proyectos anteriormente realizados, que se han citado y sobre la cual se ha basado la elaboración del presente proyecto.

1 . 4 . VINCULACIÓN CON PROYECTOS ANTERIORES

Para poder realizar este presente proyecto, ha sido necesario apoyarse en proyectos anteriormente realizados, principalmente en el proyecto realizado dos años antes por Luis Cabañas Gutiérrez en la Universidad Carlos III de Madrid titulado “Emulador de un aerogenerador de velocidad variable”[6].

En dicho proyecto, se sentaron las bases del emulador del aerogenerador sobre las cuales se aplica el diseño del control de velocidad del presente proyecto. En él ya se realizó un primer regulador de corriente, pero no fue implementado el modelo físico, sino que únicamente se realizaron simulaciones. Además, el control fue realizado empleando herramientas de *Matlab*®.

En el presente proyecto se realizará un diseño de control a partir de herramientas de la automatización, realizando análisis de estabilidad y controlabilidad desde el punto de vista de la regulación. El funcionamiento del sistema de control será verificado en la máquina DC, de manera que el proyecto sea una continuación que complete el proyecto del emulador del aerogenerador.

CAPÍTULO II:

MARCO CONCEPTUAL

2 . MARCO CONCEPTUAL

2 . 1 . ESTADO DEL ARTE

El motor DC es uno de los sistemas dinámicos más utilizados en los algoritmos de control, ya que su función de transferencia (su planta) puede transformarse hasta conseguir un sistema lineal de segundo orden fácil de analizar. Además, el motor DC es uno de los sistemas de creación de movimiento más económico. Por todo ello, ya han sido realizados numerosos estudios acerca del control de velocidad y de corriente:

En 1994 ya se realizó un estudio sobre el control tanto de la corriente como de la velocidad en lazo cerrado de un motor DC, como es el caso del presente proyecto, pero empleando la teoría de conjuntos difusos, en vez del convencional control por reguladores PI[8]. La razón por la cual se ha realizado este estudio empleando una metodología más convencional como es la implementación de controladores tipo PI es por razones económicas, ya que el empleo de los reguladores implica un menor coste de mantenimiento y un abaratamiento del sistema completo.

El estudio de la controlabilidad, observabilidad y/o estabilidad de un motor DC, incluidos en este proyecto, también ha sido estudiado con anterioridad, ya que el conocimiento del estado del sistema, previa implementación del control de velocidad, es importante [10].

Desde que se inició el estudio de la regulación y el control de sistemas, los sistemas de control han variado mucho. Con el paso de los años, los requisitos impuestos a los sistemas de control se han hecho cada vez más exigentes. En general, se buscan sistemas seguros y eficientes, lo que ha impulsado el desarrollo de nuevas técnicas de análisis y síntesis con miras a satisfacer tales requerimientos. Uno de los retos más frecuentes con que se encuentra la ingeniería de control, es el de mantener las condiciones de estabilidad en los elementos asociados al sistema de control. Dentro de este grupo se encuentran los algoritmos de anti-saturación, o estrategias *anti-windup* (AW), que buscan compensar los efectos adversos debido a la saturación de los actuadores.

Debido a las limitaciones físicas presentes en los actuadores, es común que en la práctica, las entradas de control y sus salidas sean diferentes. Esta característica del lazo de control produce una actuación incorrecta de los estados de controlador, pues los estados de la planta evolucionan de un modo diferente al considerado por el controlador, debido a la diferencia de la señal de control. Este efecto se denomina *controllerwindup* (CW)[11]. Es por ello que en el presente se introducen algoritmos de anti-saturación al control de la velocidad con el fin de evitar esta situación no deseada.

Es importante recalcar que esta situación de diferencia entre las señales se produce cuando el sistema está saturado, es decir, cuando la señal de entrada del sistema se encuentra saturada y no puede aumentar más aunque el control lo indique, ya que el sistema, como se ha explicado antes, posee limitaciones físicas. Es en ese instante cuando el algoritmo de anti-saturación entra en funcionamiento. Hasta ese instante, el control con algoritmo de anti-saturación se comporta como un controlador PI convencional. En la Fig. 2.1 se muestra el esquema de un control con el algoritmo de anti-saturación incluida.

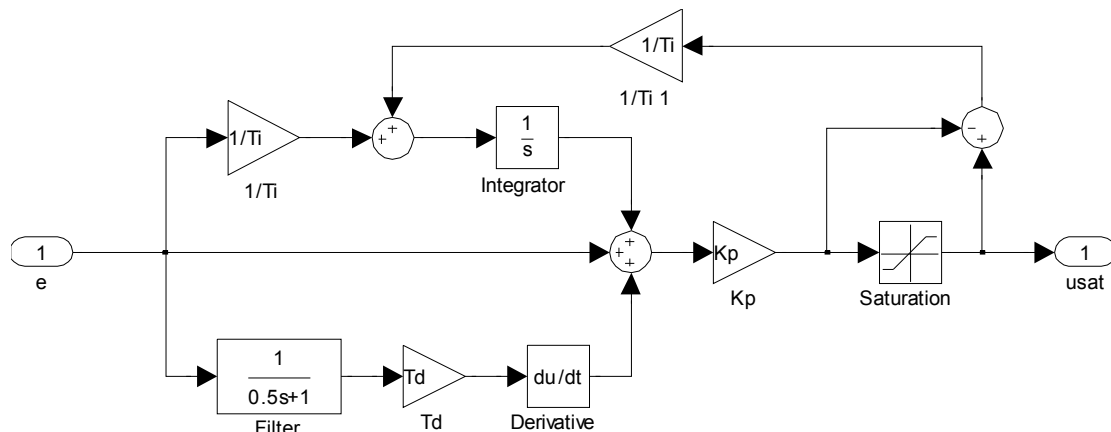


Fig. 2.1. Esquema de regulación de un algoritmo de anti-saturación

El empleo de control con algoritmos de anti-saturación, o control *anti-windup*, para la regulación de la velocidad ya se ha estudiado anteriormente, pero se ha utilizado para ello motores de corriente alterna y se han modificado los propios algoritmos de anti-saturación con el fin de incorporar un limitador de velocidad[12]. El presente proyecto, a diferencia de todos los anteriores, realizará un control mediante algoritmos de anti-saturación, pero para un motor DC, con el fin de poder implementarlo a un prototipo de emulador de turbina eólica.

2.2. MODELO MATEMÁTICO DE LA MÁQUINA DE CORRIENTE CONTINUA

Los motores eléctricos transforman la energía eléctrica en energía mecánica. De esta manera, la energía eléctrica tomada de la red eléctrica alimenta los devanados del motor, creando campos electromagnéticos en su interior y haciendo mover la parte móvil del motor, denominada rotor.

Una máquina de corriente continua está constituida básicamente por dos partes:

- Un devanado inductor que crea el campo magnético y que se encuentra en el estator (parte fija de la máquina), al que se le aplica la energía de la red eléctrica y en cuyo interior se genera un campo magnético definido por el vector de inducción magnética \vec{B} .
- Un devanado de inducido que es el encargado de transmitir la energía de la carga y que se encuentra en el rotor, o parte móvil de la máquina.

El esquema eléctrico de una máquina de corriente continua viene definido por la Fig. 2.2

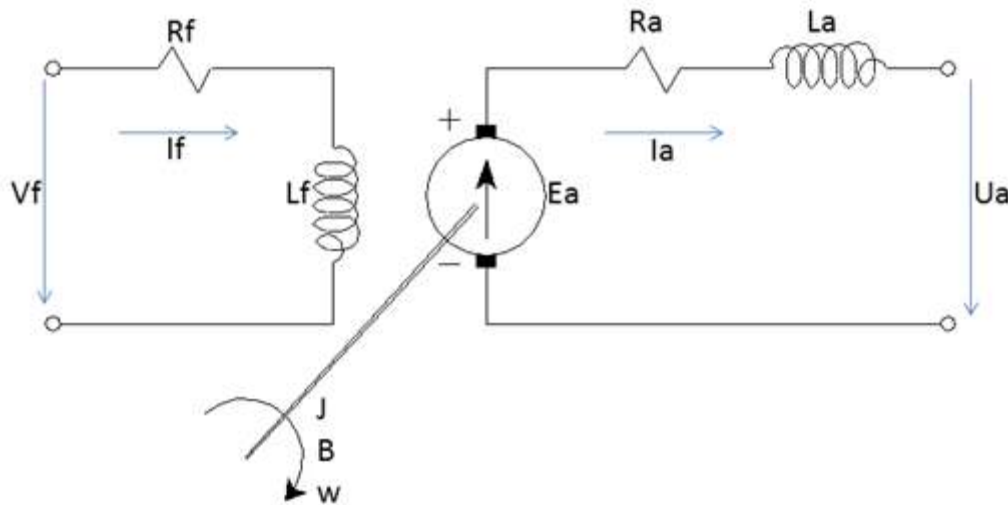


Fig. 2.2. Esquema eléctrico de la máquina DC

2.2.1. ECUACIONES DE LA MÁQUINA DE CORRIENTE CONTINUA EN RÉGIMEN PERMANENTE

Ecuación de la fuerza electromotriz. La f.e.m en bornes de la máquina en vacío es proporcional al flujo inductor y a la velocidad de giro.

$$E_a = k * \Phi + \Omega \quad (2.1)$$

Cuando la máquina está en vacío, el flujo es creado sólo por el devanado inductor. Cuando la máquina está en carga y no está compensada, el flujo es creado por la acción conjunta del inductor e inducido. En máquinas compensadas, la reacción de inducido empieza a ser apreciable a partir de dos veces la corriente nominal [13].

Ecuación eléctrica del inducido. En funcionamiento como motor, la relación entre la tensión en bornes y la f.e.m es:

$$U_a = R_a * I_a + E_a \quad (2.2)$$

En esta ecuación se ha despreciado la caída de tensión en las escobillas.

Par motor. El par electromagnético (par interno) es el proporcional al flujo de la máquina y a la intensidad de inducido.

$$T_e = k\Phi * I_a \quad (2.3)$$

Ecuación mecánica (Criterio motor). La ecuación mecánica del sistema motor-carga es:

$$-T_m + T_e = J * \frac{d\Omega}{dt} + B * \Omega \quad (2.4)$$

Por lo que, en régimen permanente, $T_m = T_e$.

Ecuación eléctrica del inductor. En el devanado de campo no se induce f.e.m, ya que el flujo en la máquina es constante. Por ello:

$$U_e = R_e * I_e \quad (2.5)$$

Proporcionalidad entre k_ϕ y I_e . Por último, el flujo creado por el devanado de campo está relacionado con la intensidad de dicho devanado a través de la curva de imantación de la máquina (ver Fig. 2.3)

$$\Phi = \Phi(I_e) \quad (2.6)$$

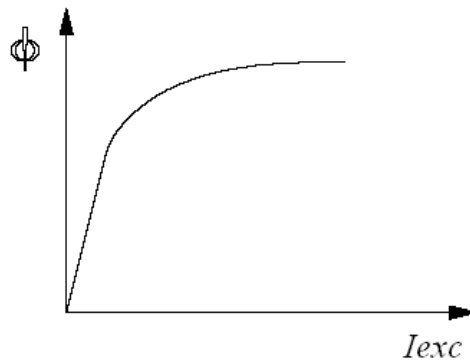


Fig. 2.3. Curva de imantación de la máquina DC

La ecuación (2.1) muestra que, a una velocidad constante, la f.e.m es proporcional al flujo. Por ello, la curva de imantación es proporcional a la curva que proporciona E en función de I_e , llamada característica de vacío.

2.2.2. ESTRATEGIAS DE CONTROL DE LA MÁQUINA DE CORRIENTE CONTINUA

De las ecuaciones (2.1) y (2.2) se puede obtener la expresión de la velocidad de giro de un motor de corriente continua.

$$\Omega = \frac{E}{k * \Phi} = \frac{U_a - R_a * I_a}{k * \Phi} \quad (2.7)$$

Se observa que la velocidad de giro depende de la tensión aplicada al inducido, la corriente del inducido y del flujo.

Sin embargo, aún en máquinas de excitación independiente, sólo dos de estas tres variables se pueden fijar libremente: la tensión aplicada al inducido y el flujo, dando dos estrategias posibles para controlar la velocidad.

2.2.2.b. Característica mecánica del motor de excitación independiente

La expresión de la característica mecánica de un motor de corriente continua se puede obtener de las ecuaciones (2.1), (2.2) y (2.3).

$$T_e = \frac{k * \Phi * U_a}{R_a} - \frac{k^2 * \Phi^2}{R_a} * \Omega \quad (2.8)$$

Visto de otro modo:

$$\Omega = \frac{U_a}{k * \Phi} - \frac{R_a}{k^2 * \Phi^2} * T_e \quad (2.9)$$

De la ecuación (2.8) se desprende que las características mecánicas son líneas rectas (verFig. 2.4) cuya pendiente depende de la resistencia del devanado de inducido.

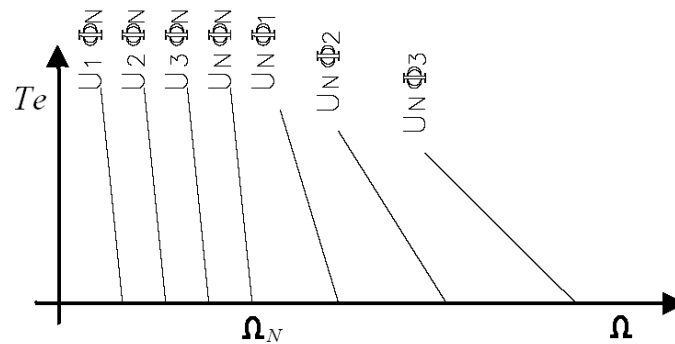


Fig. 2.4. Característica par-velocidad de la máquina DC (como motor)

En la Fig. 2.4 también se observa que la pendiente de las características mecánicas depende del flujo. Es elevada con flujo nominal y se reduce al debilitar el campo.

2.2.2.c. Criterio del par constante

Con este criterio hacemos un control de velocidad para el rango de velocidad comprendido desde cero hasta la velocidad nominal. Para ello mantendremos constante el flujo y variaremos la tensión del inducido desde cero hasta su valor nominal. Con este criterio se puede obtener el par nominal en cualquier régimen de giro del motor. En la Fig. 2.5 vemos que el efecto sobre las curva.

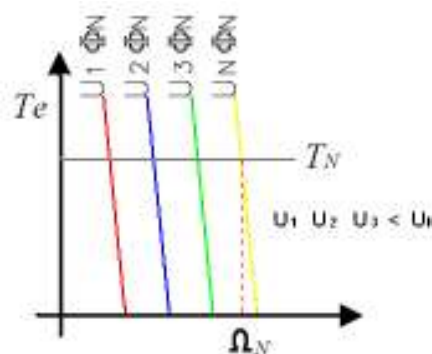


Fig. 2.5. Característica par-velocidad (a diferentes tensiones U_a)

2.2.2.d. Criterio de regulación a par constante

Si se pretende trabajar con una velocidad por encima de la nominal, no se puede seguir subiendo la tensión de inducido para aumentarla, puesto que los bobinados se sobrecargarían. Para los casos en los que se necesite trabajar con una velocidad superior a la nominal se está obligado a disminuir el flujo inductor, de tal forma que la máquina trabaje a potencia constante. En estos casos la característica mecánica corresponde a:

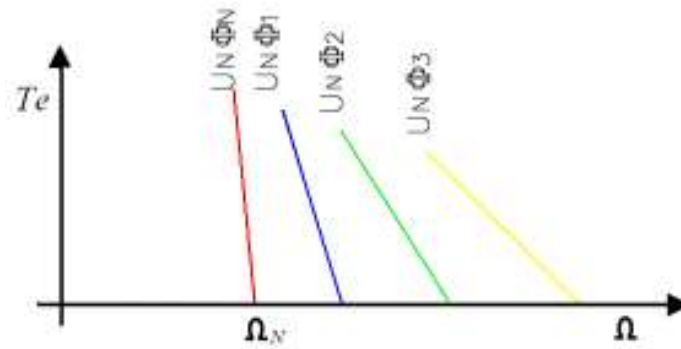


Fig. 2.6. Característica par-velocidad (a diferentes Φ)

2.2.2.e. Estrategias posibles

Así pues, las dos estrategias que existen para regular el motor de corriente continua son a par constante y a potencia constante. A continuación se muestra un resumen con las características de cada una de ellas (ver Fig. 2.7 y Tabla I).

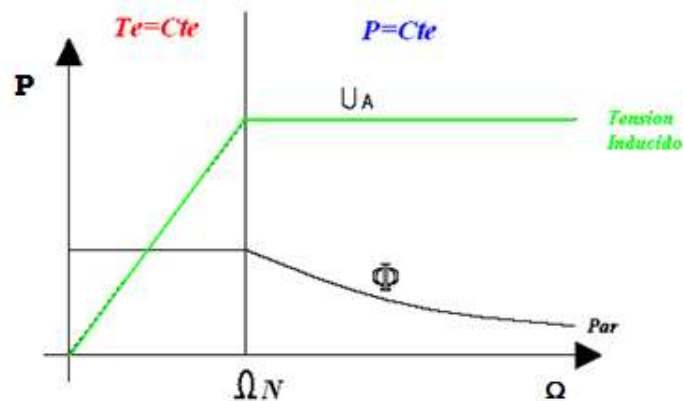


Fig. 2.7. Regiones de funcionamiento de las diferentes estrategias de regulación

Tabla I. CARACTERÍSTICAS DE LAS ESTRATEGIAS POSIBLES

Par constante	Potencia constante
$V_a \rightarrow 0 @ V_n$	$V_a = Cte$
$P \rightarrow 0 @ P_n$	$P = Cte$
$I_e = Cte$	$I_e = \downarrow \downarrow I_{en}$
$T_e = Cte$	$T_e = \downarrow \downarrow T_{en}$
$\Omega = Cte$	$\Omega \downarrow \downarrow \Omega_n$

2.2.3. ECUACIONES DINÁMICAS DE LA MÁQUINA DE CORRIENTE CONTINUA

Ecuación de la fuerza electromotriz.

$$E_a = k * \Phi + \Omega \quad (2.10)$$

Ecuación eléctrica del inducido.

$$U_a = R_a * I_a + \frac{dI_a}{dt} + E_a \quad (2.11)$$

Par motor.

$$T_e = k\Phi * I_a \quad (2.12)$$

Ecuación mecánica (Criterio motor).

$$-T_m + T_e = J * \frac{d\Omega}{dt} + B * \Omega \quad (2.13)$$

Ecuación eléctrica del inductor.

$$U_e = R_e * I_e \quad (2.14)$$

Proporcionalidad entre k_Φ y I_e .

$$\Phi = \Phi(I_e) \quad (2.15)$$

2.3. IMPLEMENTACIÓN DE LA MÁQUINA DE CORRIENTE CONTINUA

Para poder realizar las distintas simulaciones de la máquina DC, es necesario conocer el diagrama de bloques sobre el que configura la máquina, es decir, el modelo de la máquina DC. Para ello, y con la ayuda de la herramienta *Simulink* de *Matlab*®, se obtiene el esquema de la máquina DC que se muestra en la Fig. 2.8:

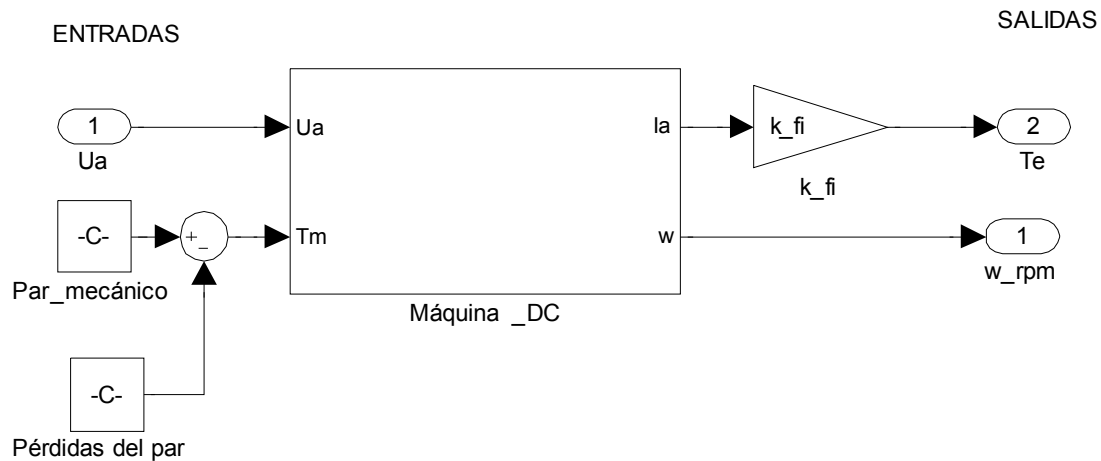


Fig. 2.8. Esquema de la máquina DC

Como se observa, se tienen como variables de entrada a la máquina DC la tensión de inducido U_a y el par mecánico T_m , y en las salidas, las variables de corriente de inducido I_a (que multiplica por la constante k_{fi} da el par eléctrico T_e) y la velocidad angular w (en rpm).

Tabla II. TABLA DE ENTRADAS Y SALIDAS DE LA MÁQUINA DC

ENTRADAS	SALIDAS
Tensión de inducido U_a [V]	Velocidad ω [rpm]
Par mecánico T_m [N*m]	Par eléctrico T_e [N*m]

Dentro del bloque que se representa la máquina DC se muestra el diagrama de bloques que representa la función de transferencia del funcionamiento de la máquina (ver Fig. 2.9).

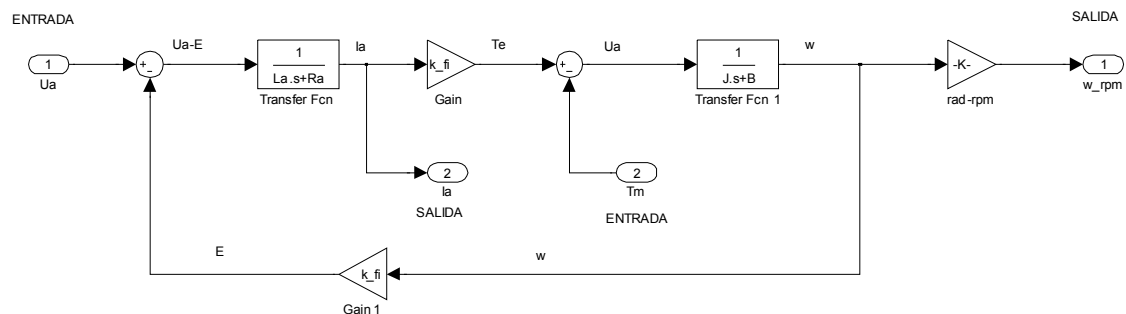


Fig. 2.9. Diagrama de bloques de la máquina DC

A partir del modelado anterior se realizará el cálculo del regulador, pero primeramente se deberá seleccionar el tipo de regulador que mejor se adapte a las necesidades específicas de la máquina de corriente continua.

2.4. CARACTERÍSTICAS DEL CONTROLADOR

Un controlador PID está compuesto por tres términos:

- Una parte proporcional a la ocurrencia de error (acción de control dada por la información del presente), la cual designaremos con el término k_p (ganancia proporcional).
- Una parte proporcional a la integral de error pasado (acción de control dada por toda la información pasada), la cual designaremos como k_i (ganancia integral).
- Una parte proporcional a la derivada del error (acción de control dada la dirección de cambios en el futuro), la cual designaremos como k_d (ganancia de derivada).

Matemáticamente, lo anteriormente expresado se puede escribir como:

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(\tau) d\tau + k_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2.16)$$

El primer término de la ecuación (2.16) es el bloque proporcional del controlador, el segundo término es el bloque integral y el tercero es el bloque de derivada. Se deberán hallar las tres ganancias para definir el controlador apto para la máquina.

El objetivo de este proyecto es la implantación de un regulador para el control de la máquina de corriente continua del emulador de un aerogenerador, por lo que únicamente el proyecto se centrará en el trabajo sobre la máquina de corriente continua, dejando a un lado el resto del emulador del aerogenerador.

El esquema de regulación sobre el que se basará la realización de este proyecto es el representado en la Fig. 2.10. Como se puede observar, la regulación consistirá en la implementación de dos reguladores anidados en dos bucles cerrados de realimentación diferentes. Por un lado, el primer regulador tendrá como entrada la diferencia entre la velocidad angular de referencia proveniente de la turbina y la velocidad angular de salida del motor DC ($w_{ref}-w$) y su salida será el par de referencia proveniente de la turbina (T_{ref}). Este regulador, el cual se denomina PID_1, no controla una señal que actúe directamente en el motor DC, es decir una señal física aplicable al motor DC, sino que controla las señales de referencia, es decir, forman parte de la parte programable en *Matlab*®.

El segundo regulador, denominado PID_2, tendrá como entrada la diferencia entre el par de referencia proveniente de la turbina y el par de salida del motor DC ($T_{ref}-T_e$) y se obtiene la tensión de inducido (U_a) que se aplicará al motor DC. Este regulador sí controla directamente la entrada al motor, es decir, controla la parte física.

Ambos reguladores, PID_1 y PID_2, como se ve en la imagen, están en serie, por lo que el control de la parte física interfiere en el control de la parte programable del sistema. Por lo tanto, es necesario hallar en primera instancia el regulador PID_2, y posteriormente PID_1.

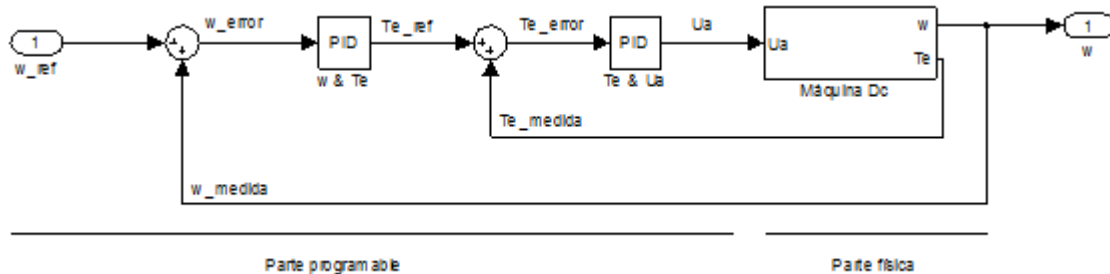


Fig. 2.10. Esquema de regulación de la máquina DC

2.4.2. ELECCIÓN DE TIPO DE REGULADOR

La regulación que se debe implementar para el control de la máquina de corriente continua es una regulación de corriente. La ventaja de emplear un regulador de corriente reside en que es un regulador de bajo coste, ya que la corriente es fácilmente medible, y además, podemos tener un control del par, ya que el par es proporcional a la corriente. En el caso de que se quisiera controlar simplemente el par, son necesarios elementos adicionales al sistema, encareciéndolo y aumentando los riesgos de que algún elemento fallase, así como la necesidad de un mayor mantenimiento.

Existen diferentes tipos de reguladores:

- El regulador más sencillo y fácil de aplicar sería un regulador de tipo proporcional. Este tipo de reguladores obtienen la tensión de referencia multiplicando el error de corriente por una constante. De la definición, se obtiene que es premisa necesaria que haya un error (un desfase) entre la corriente de referencia y la corriente real, ya que en caso contrario, al multiplicar el error de corriente (cuyo valor es cero) por una constante, la tensión de referencia sería nula (cero), haciendo que la máquina se parase.
- Los reguladores integrales, permiten eliminar este error, haciendo que la señal de control crezca proporcionalmente al producto del valor del error por el tiempo. Es por ello que la salida solamente será constante en el momento que el error sea nulo.
- La acción derivativa complementa a las dos anteriores (acción proporcional y acción integral) ayudando a obtener una salida más dinámica (tiempo de respuesta menor). En la realidad, no existen dispositivos con un comportamiento derivativo puro, sino que combinan los tres tipos de actuación, por lo que el objetivo será obtener un regulador tipo PID [14]. En el caso de este proyecto, tenemos como condición el desarrollo de un regulador tipo PI, por lo que al regulador tipo PID le anularemos la parte derivativa haciéndola cero.

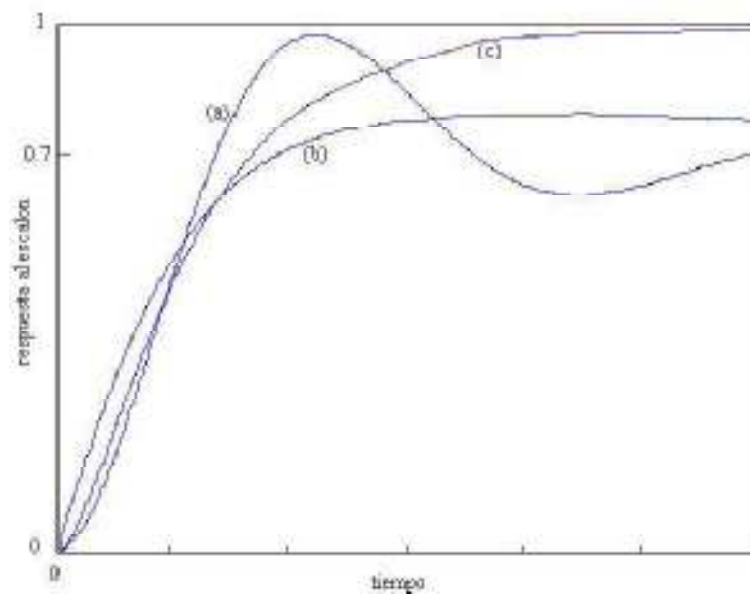


Fig. 2.11. Respuesta a un escalón de un sistema realimentado en lazo cerrado dado por:
(a)Controlador P; (b)Controlador PD; (c) Controlador PID

CAPÍTULO III:

DISEÑO DEL CONTROL

3 . DISEÑO DEL CONTROL

En este capítulo se van a realizar, por un lado, los cálculos previos necesarios para conocer la situación inicial del sistema de la máquina de corriente continua y una vez conocida proceder al cálculo de los reguladores para el control de la velocidad.

En los cálculos se realizarán análisis de estabilidad para conocer el estado global del sistema. Es necesario que el sistema sea estable para poder controlarlo, por lo que con este análisis podremos conocer si se cumple la premisa de estabilidad para la máquina de corriente continua.

Además de que sea estable, el sistema debe ser controlable y observable, por lo que tras el análisis de estabilidad se realizarán sendos análisis de controlabilidad y observabilidad. Si se cumple que el sistema es controlable y observable se procederá al cálculo del control. Para ello, nos basaremos en el Diagrama de Bode del sistema y, a partir de él y con herramientas de *Matlab*®, hallaremos en el controlador.

3.1 . ANÁLISIS DE ESTABILIDAD DE LA MÁQUINA DE CORRIENTE CONTINUA

Uno de los aspectos más importantes de la teoría de control es el análisis de la estabilidad de los sistemas, ya que uno de los primeros objetivos que se propone alcanzar en un sistema de control es que el sistema global sea estable.

Existen varias definiciones de la estabilidad de un sistema, una de ella es la que se tomaremos como referencia:

Un sistema es estable si ante cualquier entrada acotada la salida también sea acotada.

Según esta definición, la estabilidad de un sistema puede determinarse comprobando si para alguna entrada acotada la salida no lo es, siendo de esta manera un sistema no estable.[15]

En las situaciones en las que el sistema no responde a las acciones de control, el sistema está “fuera de control”. Este efecto puede provocar situaciones muy peligrosas y fallos graves, de ahí la importancia de estudiar la estabilidad.

Con un adecuado y efectivo análisis de estabilidad, se puede predecir el resultado de las señales de salida ante las variaciones de las de entrada, acotar los valores de estas para evitar situaciones extremas o peligrosas y obtener los valores adecuados para las señales de entrada para obtener tanto unos resultados válidos como para una óptima conservación de los equipos eólicos.

El análisis de estabilidad se basará en el estudio del motor de corriente continua. Para ello, el estudio se centrará en la señal de entrada tensión continua, U_a , en el par mecánico de salida, T_e , y la velocidad angular de salida, ω_n .

Por lo tanto, se realizarán dos análisis de estabilidad paralelos: T_e frente U_a y ω_n frente U_a en el que se estudiarán los puntos más importantes que a continuación se explicarán.

Para poder realizar ambos análisis de estabilidad, se debe partir del reconocimiento de las señales de entrada y de salida de cada sistema, y de su propio diagrama de bloques.

3.1.1. ANÁLISIS DE ESTABILIDAD

3.1.1.a. Diagrama de bloques

Un sistema de control está formado por diferentes componentes. Para poder mostrar la función de cada uno de ellos, en ingeniería de control, se emplean los diagramas de bloques.

El diagrama de bloques de un sistema es una representación pictórica de la función de cada componente que permite mostrar con mayor realismo el sentido de las señales, así como la interrelación existente entre las diferentes señales que lo componen[16].

En nuestro análisis de estabilidad se parte del diagrama de bloques mostrado anteriormente en el capítulo 2 (ver Fig. 2.1)

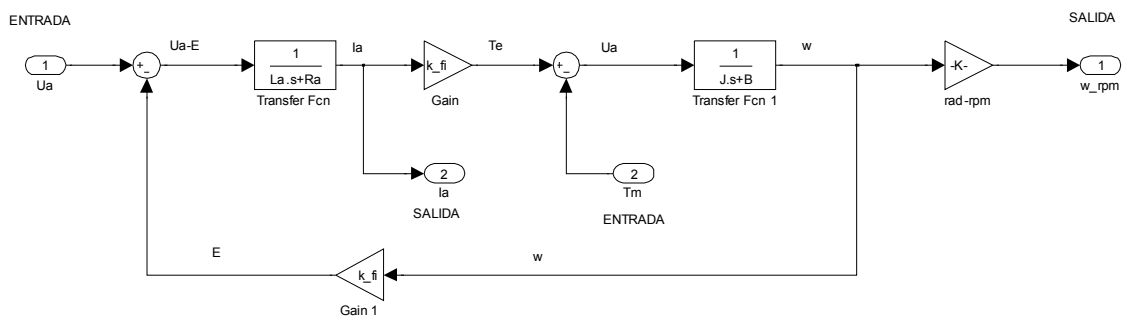


Fig. 3.1. Diagrama de bloques de la máquina DC

A partir de este diagrama de bloques, se obtienen las funciones de transferencia y posteriormente todas las variables que permitirán hacer un eficaz análisis de estabilidad. Como se puede observar, las magnitudes de entrada en el sistema son la tensión U_a y el par mecánico T_m y en la salida se encuentran las magnitudes de par eléctrico, T_e , y velocidad angular, ω .

3.1.1.b. Función de transferencia

La función de transferencia de un sistema se define como la relación entre la salida (respuesta de la función) y la entrada (función de conducción) bajo el supuesto de que todas las condiciones iniciales son cero. La aplicabilidad del concepto de función de transferencia está limitada a sistemas de ecuaciones lineales e invariantes en el tiempo, como es nuestro caso[16].

Para obtener las funciones de transferencia tanto de T_e frente U_a como de ω_n frente U_a , se parte del diagrama de bloques de la Fig. 3.1. A partir de la función de transferencia se obtienen los valores de los ceros (valores de s que hacen el numerador igual a 0) y de los polos (valores de s que hacen el denominador igual a 0).

Una vez conocidos ya el valor de los polos y su situación en el plano complejo, se puede conocer de antemano si el sistema a estudiar es estable o no: si existen polos en el semiplano positivo, el sistema es inestable (ver Fig. 3.2). Si no existen polos en el semiplano positivo, el sistema es estable (ver Fig. 3.3).

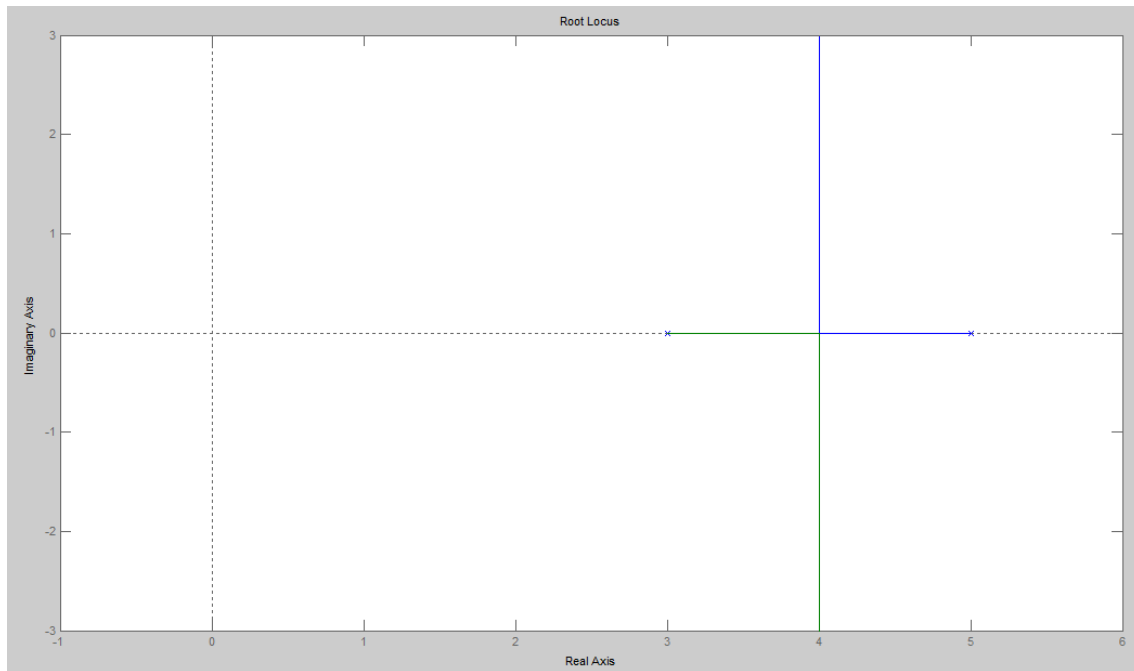


Fig. 3.2. Ejemplo de sistema inestable

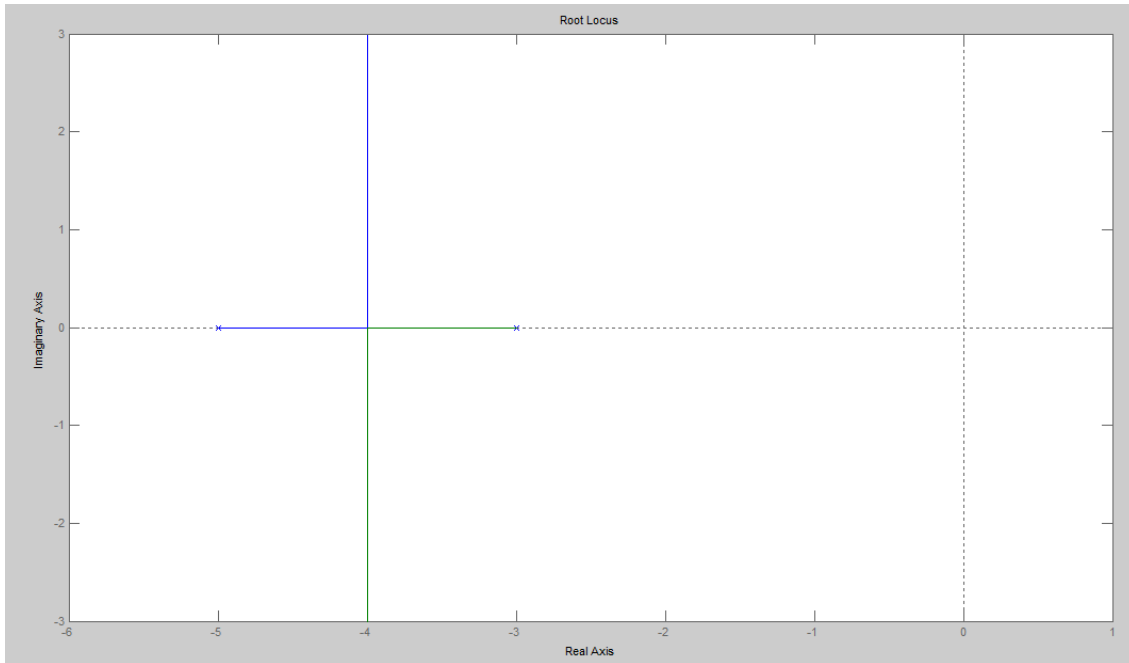


Fig. 3.3. Ejemplo de sistema estable

Un método más exacto para conocer la estabilidad del sistema a partir de la función de transferencia, es aplicar el Criterio de Routh, que se verá más adelante (ver apartado 3.1.1.d).

Una vez halladas las funciones de transferencia de sendos análisis (ambas de segundo grado), se procederá a la obtención de los parámetros necesarios para el estudio basándose en el estudio de la respuesta impulsional de los sistemas segundo orden.

3.1.1.c. Respuesta impulsional de los sistemas de segundo orden

La función de transferencia de un sistema de bucle cerrado, como es este caso, debe tener la forma siguiente:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{K}{J * s^2 + B * s + K} \quad (3.1)$$

Si se expresa la función de transferencia en términos de ζ , coeficiente de amortiguamiento o atenuación, y ω_n , frecuencia natural no amortiguada, la función de transferencia tiene la forma siguiente:

$$\frac{C(s)}{R(s)} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 * \zeta * \omega_n * s + \omega_n^2} \quad (3.2)$$

El comportamiento dinámico de un sistema de segundo orden puede ser descrito en términos de dos parámetros: ζ y ω_n . Basándose exclusivamente en los valores que puede tomar el término ζ , se puede hacer una clasificación de la respuesta transitoria del sistema[16].

Clasificación de los valores de ζ :

Si $\zeta < 0$ existen pares de polos en el semiplano positivo, haciendo que el sistema sea inestable.

Si $\zeta = 0$, los pares de polos existentes se encuentran en el eje imaginario (eje de ordenadas). En la Fig. 3.4 estamos ante un sistema oscilatorio.

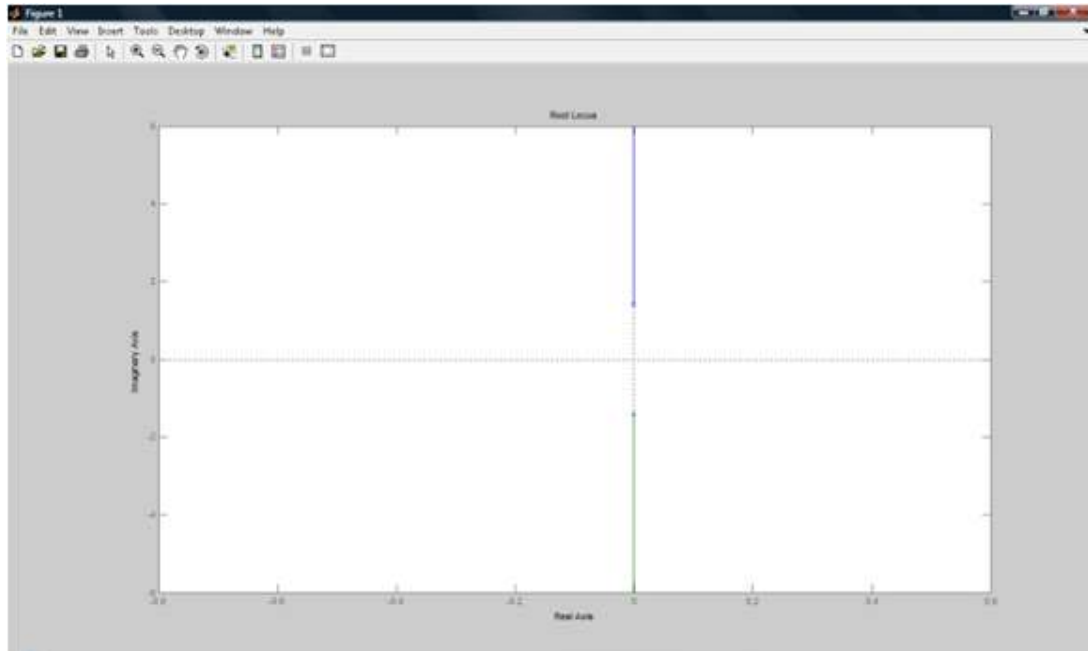


Fig. 3.4. Ejemplo de sistema oscilatorio

Si $0 < \zeta < 1$, existen polos conjugados en el semiplano negativo, por lo que estamos ante un sistema subamortiguado. En la Fig. 3.5 estamos ante un sistema subamortiguado.

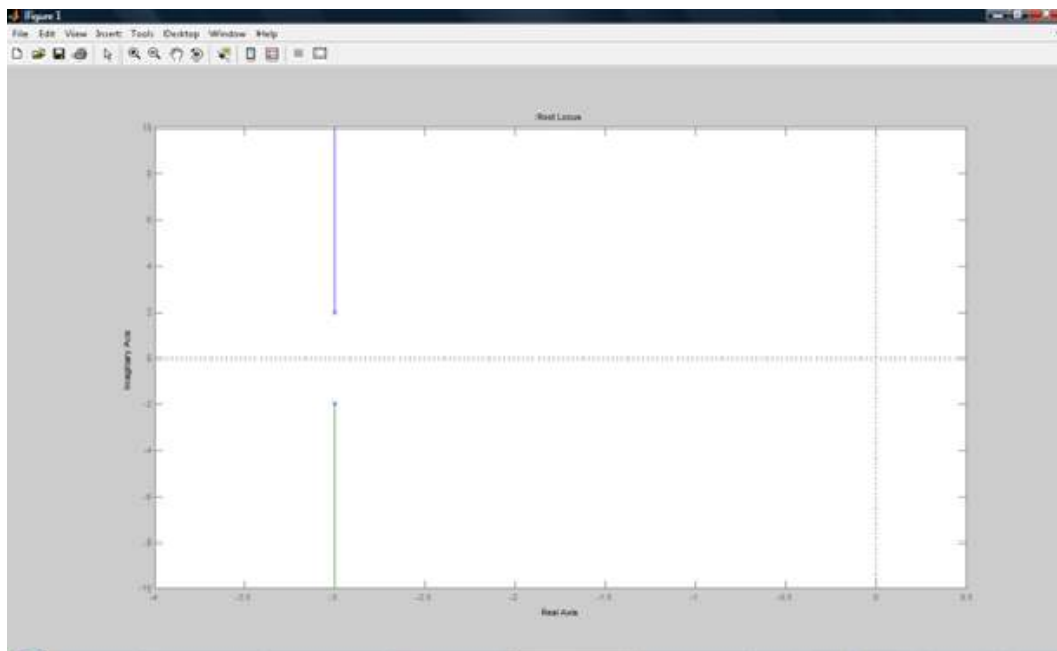


Fig. 3.5. Ejemplo de sistema subamortiguado

Si $\zeta = 1$, los polos existentes son dobles y se encuentran en el eje real (eje de abscisas). En la Fig. 3.6 estamos ante un sistema críticamente amortiguado.

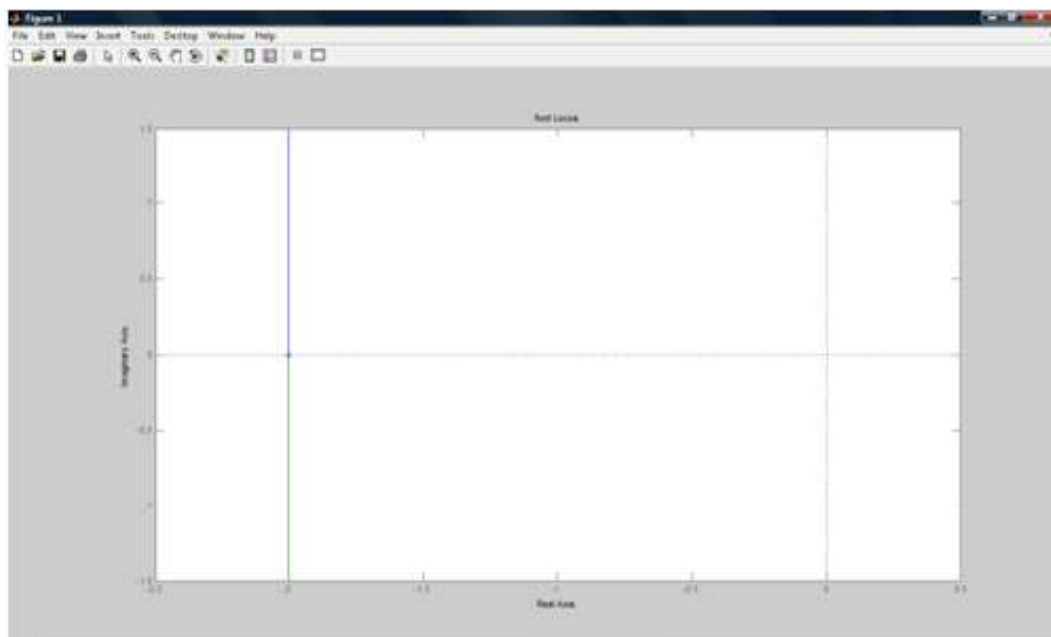


Fig. 3.6. Ejemplo de sistema críticamente amortiguado

Si $\zeta > 1$, los pares de polos existentes se encuentran en el eje real, haciendo que el sistema sea sobreamortiguado. En la Fig. 3.7 estamos ante un sistema sobreamortiguado.

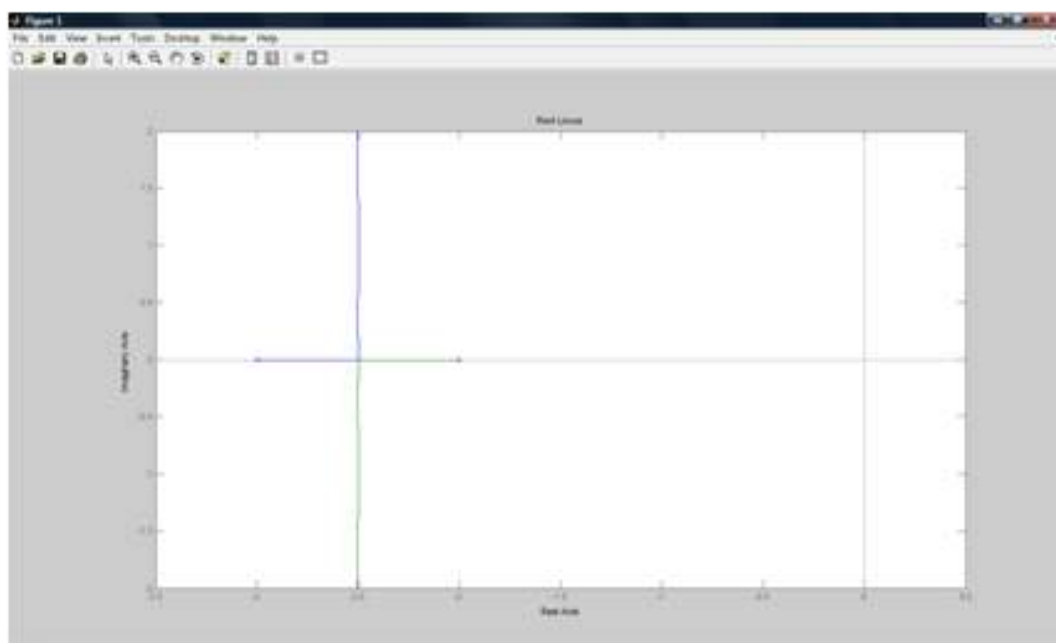


Fig. 3.7. Ejemplo de sistema sobreamortiguado

Como se puede comprobar en las Fig. 3.8, Fig. 3.9 y Fig. 3.10, a medida que aumenta la ζ , la amplitud de la señal de salida va descendiendo y cada vez hay menos oscilación.

Por ejemplo, partiendo de la ecuación (3.3) con valor de $\omega_n=3$:

$$G(s) = \frac{9}{s^2 + 2 * \zeta * 3 * s + 9} \quad (3.3)$$

y variando únicamente ζ , se obtienen los siguientes ejemplos de oscilación. Con $\zeta = 0.01$ en la Fig. 3.8, con $\zeta = 0.25$ en la Fig. 3.9 y con $\zeta = 0.5$ en la Fig. 3.10.

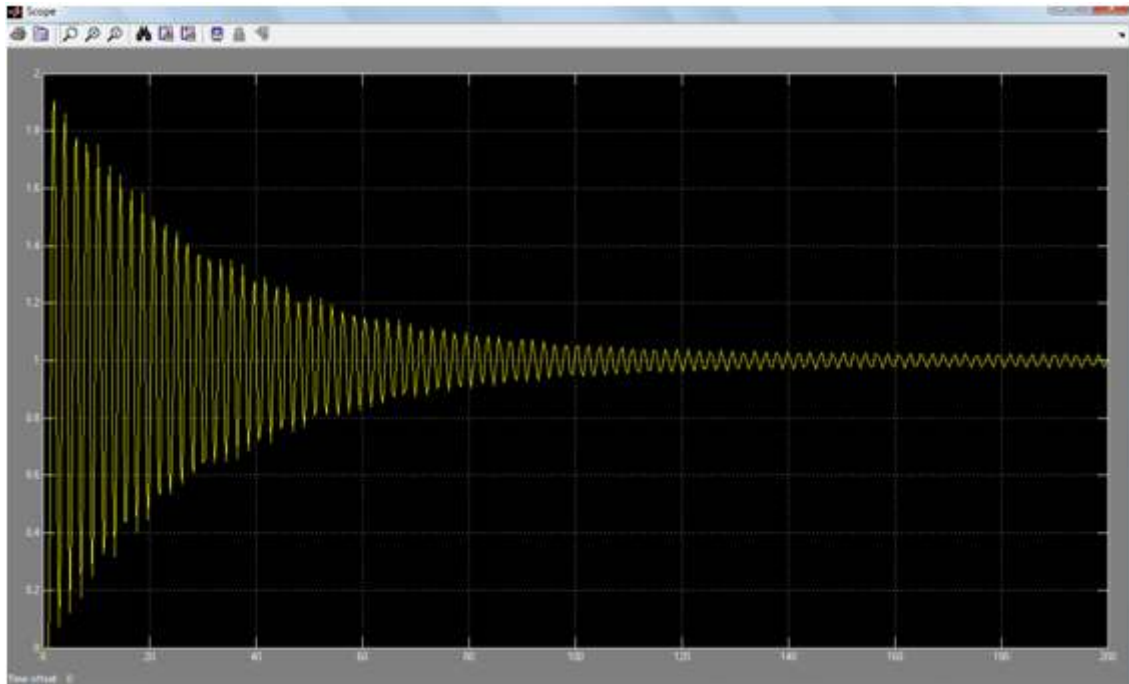


Fig. 3.8. Oscilación con $\zeta = 0.01$



Fig. 3.9. Oscilación con $\zeta = 0.25$

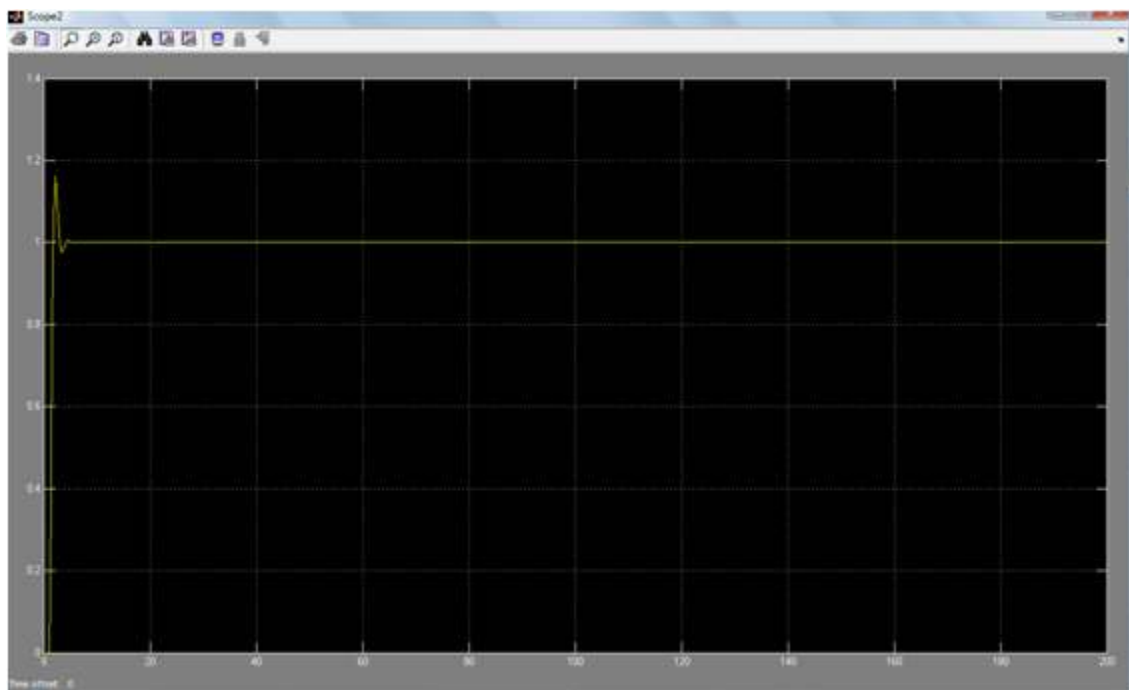


Fig. 3.10. Oscilación con $\zeta = 0.5$

Con estos dos valores, el coeficiente de atenuación, ζ , y la frecuencia natural no amortiguada, ω_n , se obtiene los tiempos más relevantes para el estudio de estabilidad.

Tiempo de estabilización

El tiempo de estabilización, t_s , es el tiempo que la señal tarda en llegar al 95% de la ganancia estática, K . Se calcula con la ecuación(3.4):

$$T_s = \frac{\pi}{\sigma} \quad [s] \quad (3.4)$$

Dónde:

$$\sigma = \zeta * \omega_n \quad (3.5)$$

Tiempo de pico

Es el instante en el que produce la subida máxima de la señal. Conociendo este valor, se puede conocer el instante en el que la señal toma su valor más elevado, y por tanto, el momento más crítico de la respuesta impulsional. Teniendo un valor de tiempo de pico, T_p , acotado dentro de los valores de la señal permitidos, se puede asegurar de que el resto de valores también estarán acotados.

El tiempo de pico se obtiene aplicando la siguiente ecuación:

$$T_p = \frac{\pi}{\omega_d} \quad [s] \quad (3.6)$$

Dónde:

$$\omega_d = \omega_n * \sqrt{1 - \zeta^2} \left[\frac{\text{rad}}{s} \right] \quad (3.7)$$

Dónde:

ω_d =Frecuencia natural amortiguada.

Sobreoscilación

La sobreoscilación, M_p , representa el porcentaje de señal que sobrepasa el valor de la ganancia en el instante del tiempo de pico. Este valor es importante conocerlo ya que, sabiendo el valor máximo de señal de entrada, se puede conocer el valor máximo de respuesta de la señal de salida y ver si sobrepasa los valores permitidos para, si es así, reajustar la señal de entrada para que la salida sea adecuada.

La sobreoscilación se obtiene de la ecuación(3.8)mostrada a continuación:

$$M_p = e^{-\frac{\pi \zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}}} \quad (3.8)$$

3.1.1.d. Criterio de Routh

El criterio de Routh nos muestra la existencia o no de polos en el semiplano positivo en una ecuación polinómica sin aparente forma de resolución. Este criterio de estabilidad sólo es aplicable en polinomios con un número finito de términos. Cuando se aplica el criterio a un

sistema de control, la información sobre la estabilidad absoluta puede ser obtenida directamente de los coeficientes del polinomio característico [16].

El procedimiento para conocer la estabilidad basándose en el criterio de Routh es el siguiente:

Se escribe el polinomio característico del sistema a analizar de la siguiente forma:

$$a_0 * s^n + a_1 * s^{n-1} + \dots + a_{(n-1)} * s + a_n = 0 \quad (3.9)$$

Donde todos los coeficientes son números reales.

Se deben de cumplir dos condiciones para poder aplicar el criterio de Routh:

- Por un lado, todos los coeficientes deben tener el mismo signo, ya sea positivo o negativo.
- Por otro lado, no debe faltar ningún coeficiente.

Si cualquiera de estas dos condiciones no se cumpliese, no se podría aplicar el criterio de Routh para comprobar la estabilidad del sistema[22].

Si se cumplen ambas condiciones, se situarán los coeficientes del polinomio en filas y columnas de acuerdo con el patrón de la Tabla III:

Tabla III. CRITERIO DE ROUTH

sn	a0	a2	a4	a6
Sn-1	a1	a3	a5	a7
Sn-2	b1	b2	b3	b4
Sn-3	c1	c2	c3	c4
...		
S2	e1	e2				
S1	f1					
S0	g1					

Los coeficientes b1, b2, b3, son obtenidos de la siguiente manera:

$$b1 = \frac{a1 * a2 - a0 * a3}{a1} \quad (3.10)$$

$$b2 = \frac{a1 * a4 - a0 * a5}{a1} \quad (3.11)$$

$$b3 = \frac{a1 * a6 - a0 * a7}{a1} \quad (3.12)$$

La obtención de b se prolonga hasta que su valor sea igual a 0. De forma análoga son obtenidos los parámetros c, d, e. El proceso continúa hasta que la enésima fila ha sido completada. La estructura completa del sistema será triangular.

$$c1 = \frac{b1 * a3 - a1 * b2}{b1} \quad (3.13)$$

$$c2 = \frac{b1 * a5 - a1 * b3}{b1} \quad (3.14)$$

El criterio de Routh afirma que las raíces de las ecuaciones (3.10), (3.11), (3.12), (3.13) y (3.14) con parte real positiva son igual al número de cambios de signo de los coeficientes de la primera columna de la estructura. Hay que subrayar que no es necesario conocer el valor exacto de los coeficientes de esta primera columna, sino que es signo es suficiente. La condición necesaria y suficiente para que todas las raíces del sistema se encuentren en el semiplano positivo es que todos los coeficientes de las ecuaciones (3.10), (3.11), (3.12), (3.13) y (3.14) sean positivos y los términos de la primera columna de la estructura tengan signo positivo [16].

3.1.1.e. Errores

Cualquier sistema de control físico puede sufrir errores estáticos ante una entrada. Las constantes de errores estáticos (k_p , k_v y k_a) definidos a continuación vienen dados por los sistemas de control. Cuanto mayor sean las constantes, menores serán los errores estáticos [16].

Considerando el sistema mostrada en la Fig. 3.1, la función de transferencia de un sistema realimentado unitariamente, que es el caso que ocupa, tiene la siguiente forma:

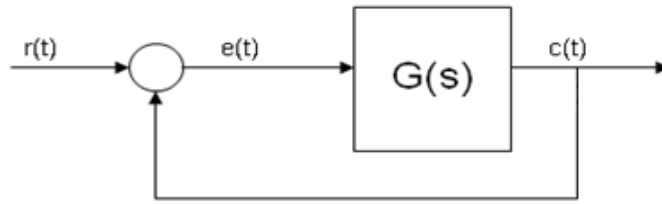


Fig. 3.11. Ejemplo de realimentación unitaria

Donde, como se muestra en la ecuación(3.15):

$$e(t) = r(t) - c(t) \quad (3.15)$$

La cual en régimen permanente tiene la forma que se muestra en la ecuación(3.16):

$$E(s) = R(s) - C(s) = \frac{R(s)}{1 + G(s)} \quad (3.16)$$

Donde E(s) es la diferencia entre la señal de entrada y la realimentación.

A partir de ella se pueden hallar los diferentes errores de posición, velocidad y aceleración para conocer mejor el comportamiento y actuación del sistema.

A continuación se muestra cómo hallar dicho errores.

Error de posición

El error ante la entrada de un escalón unitario se calcula de la siguiente forma:

$$e_{rp(t)} = e_p = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{R(s)}{1 + G(s)} \quad (3.17)$$

Dónde:

$$R(s) = \frac{1}{s} \quad (3.18)$$

Por lo que, sustituyendo se obtiene que:

$$e_p = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{1 + G(s)} \frac{1}{[1 + \lim_{s \rightarrow 0} G(s)]} = \frac{1}{1 + k_p} \quad (3.19)$$

Dónde:

K_p es el valor en el que se estabiliza el sistema en cadena abierta ante la entrada de escalón unitario. Por tanto:

$$k_p = \lim_{s \rightarrow 0} G(s) \quad (3.20)$$

Error de velocidad

El error ante la entrada de una rampa unitaria se calcula de la siguiente forma:

$$e_{rp(t)} = e_v = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s * R(s)}{1 + G(s)} \quad (3.21)$$

Dónde:

$$R(s) = \frac{1}{s^2} \quad (3.22)$$

Por lo que, sustituyendo, se obtiene que:

$$e_v = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s + G(s)} = \frac{1}{\lim_{s \rightarrow 0} (s * G(s))} = \frac{1}{k_p} \quad (3.23)$$

Donde k_p representa la ganancia de velocidad. Por tanto:

$$k_v = \lim_{s \rightarrow 0} s * G(s) \quad (3.24)$$

Error de aceleración

El error ante la entrada de una parábola unitaria se calcula de la siguiente forma:

$$e_{rp(t)} = e_a = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{s * R(s)}{1 + G(s)} \quad (3.25)$$

Dónde:

$$R(s) = \frac{1}{s^3} \quad (3.26)$$

Por lo que, sustituyendo, se obtiene que:

$$e_a = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{s^2 + s * G(s)} = \frac{1}{\lim_{s \rightarrow 0} (s^2 * G(s))} = \frac{1}{k_a} \quad (3.27)$$

Donde k_a representa la ganancia de aceleración. Por tanto:

$$k_a = \lim_{s \rightarrow 0} s^2 * G(s) \quad (3.28)$$

Aplicando todos estos puntos, se realizará el análisis estático que anteriormente se han descrito.

3.1.2. ANÁLISIS DE ESTABILIDAD: Te FRENTE A Ua

Para el análisis de estabilidad de Te frente a Ua se parte del diagrama de bloques mostrado en la Fig. 3.12:

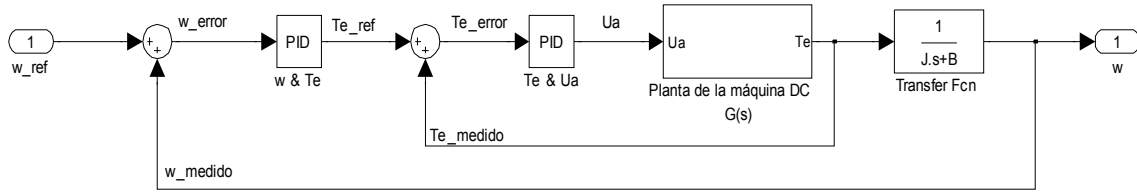


Fig. 3.12. Esquema de regulación de la máquina DC

3.1.2.b. Función de transferencia

A partir del diagrama de bloques de la Fig. 3.12, se obtiene la ecuación de la planta de la ecuación(3.29):

$$G(s) = \frac{T_e}{U_a} = \frac{k_{fi} * (J * s + B)}{J * L_a * s^2 + (L_a * B + R_a * J) * s + (R_a * B + k_{fi}^2)} \quad (3.29)$$

Y sustituyendo valores se obtiene que:

$$G(s) = \frac{[0.02482 * s + 0.01145]}{[0.001833 * s^2 + 0.03259 * s + 3.659]} \quad (3.30)$$

La planta del sistema posee los siguientes polos y ceros:

Cero: $s = -0.462$ (semiplano negativo)

Polos: $s = -8.89 + 43.8j$;

$s = -8.89 - 43.8j$

Y, como se observa en la Fig. 3.13, y teniendo en cuenta el criterio de la situación de los polos y ceros en el lugar de las raíces (ver apartado 3.1.1.b), según el cual se puede saber si el sistema es estable o no, podemos comprobar que el sistema será estable, ya que no tiene ningún polo ni cero en el semiplano positivo.

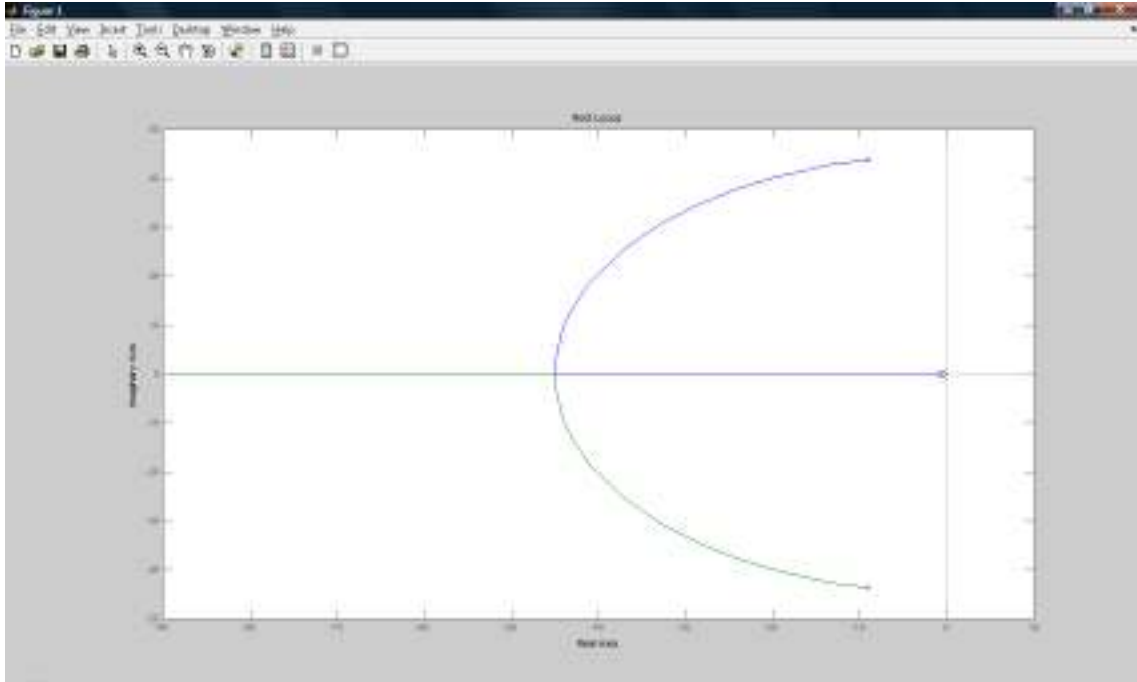


Fig. 3.13. Lugar de las raíces de la función de transferencia $G(s)$

3.1.2.c. Respuesta impulsional

La ecuación de la planta es un sistema de segundo grado con un cero en el numerador, por lo que no se puede realizar el análisis temporal por los métodos a mi alcance. Se tiene que alcanzar una ecuación de la siguiente forma para poder analizarla con el método explicado en el punto anterior, respuesta impulsional de los sistemas de segundo grado (ver apartado 3.1.1.c)

$$G_{1(s)} = \frac{k}{[(...) * s^2 + (...) * s + 1]} \quad (3.31)$$

$$G_{1(s)} = \frac{k * \omega_n^2}{s^2 + 2 * \zeta * \omega_n * s + \omega_n^2} \quad (3.32)$$

Si se elimina el cero del sistema, ¿seguiría siendo el nuevo sistema equivalente al anterior?

El nuevo sistema sería el siguiente:

$$G_{1(s)} = \frac{k_{fi}}{J * L_a * s^2 + (L_a * B + R_a * J) * s + (R_a * B + k_{fi}^2)} \quad (3.33)$$

¿Es $G_{1(s)}$ equivalente a $G(s)$? Para ello, se comparan ambas funciones de transferencia:

$$G(s) = \frac{T_e}{U_a} = \frac{k_{fi} * (J * s + B)}{J * L_a * s^2 + (L_a * B + R_a * J) * s + (R_a * B + k_{fi}^2)} \quad (3.34)$$

$$G_{1(s)} = \frac{k_{fi}}{J * L_a * s^2 + (L_a * B + R_a * J) * s + (R_a * B + k_{fi}^2)} \quad (3.35)$$

- La constante k_{fi} es la misma para ambos sistemas, y además son del mismo grado, uno. Por lo tanto **valdría.**
- Estudio de la sobreoscilación:

Aplicando la ecuación (3.8) vista anteriormente:

$$Mp = e^{-\frac{\pi * \zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \quad (3.36)$$

Dónde:

ζ : coeficiente de amortiguamiento.

El coeficiente de amortiguamiento viene dado por los polos del sistema.

El valor de un polo viene dado por la siguiente ecuación:

$$s = \zeta \pm j\omega d \quad (3.37)$$

Como se puede comprobar, el valor de los polos depende del valor del coeficiente de amortiguamiento y de la frecuencia natural amortiguada, y viceversa.

Los denominadores de $G_1(s)$ y $G(s)$ son los mismos, no han variado, por lo que el valor de los polos (valores que hace cero el denominador y vienen dados por la ecuación anterior) tampoco han variado, haciendo a su vez que ζ tampoco lo haga y, por tanto, la sobreoscilación no se vería afectada, por tanto, **valdría.**

- Tiempo de estabilización:

Aplicando la ecuación (3.4) vista en apartados anteriores:

$$Ts = \frac{\pi}{\sigma} [s] \quad (3.38)$$

Como vimos en el punto anterior:

$$\sigma = \zeta * \omega n \quad (3.39)$$

Como se ha comprobado, ni ζ ni ωd varían, y, aplicando la ecuación vista anteriormente:

$$\omega_d = \omega_n * \sqrt{1 - \zeta^2} \quad (3.40)$$

Se comprueba que si ninguna de estas dos variables varía, ω_n tampoco varía, por lo que el tiempo de estabilización no se ve afectado. Por lo tanto, **valdría**.

Tras el estudio de diferentes coeficientes, se comprueba que el análisis temporal de $G_1(s)$ es idéntico al análisis temporal de $G(s)$, siendo más fácil de analizar el primer sistema mencionado.

Volviendo a la ecuación (3.31) de $G_1(s)$:

$$G_1(s) = \frac{k_{fi}}{J * L_a * s^2 + (L_a * B + R_a * J) * s + (R_a * B + k_{fi}^2)} \quad (3.41)$$

Sustituimos los valores:

$$G_1(s) = \frac{1.909}{1.833 * 10^{-3} * s^2 + 0.0326 * s + 3.66} \quad (3.42)$$

Y desarrollando la ecuación $G_1(s)$ para llegar a una ecuación de la forma:

$$G_1(s) = \frac{k * \omega_n^2}{s^2 + 2 * \zeta * \omega_n * s + \omega_n^2} \quad (3.43)$$

Obtenemos que:

$$G_1(s) = \frac{1041.46}{s^2 + 17.785 * s + 1996.18} \quad (3.44)$$

A partir de esta ecuación se obtienen los parámetros del análisis temporal de la planta:

$$\omega_n = \sqrt{1996.18} = 44.67 \left[\frac{rad}{s} \right]$$

$$k = 0.5216$$

$$\omega_d = 43.77 \left[\frac{rad}{s} \right]$$

$$\zeta = 0.199$$

$$\sigma = 8.89 \left[\frac{rad}{s} \right]$$

$$\text{Tag}\theta = \frac{\omega_d}{\sigma}$$

$$\theta = 78.52^\circ$$

$$T_s = \frac{\pi}{\sigma} = 0.35 [s]$$

$$\text{Tiempo de pico } T_p = 0.072 [s]$$

$$M_p = 53 \%$$

3.1.2.d. Criterio de Routh

Partiendo de la función de transferencia de $G_1(s)$, se obtiene el polinomio característico (denominador de la función de transferencia).

$$P(s) = s^2 + 17.785 * s + 1996.18 \quad (3.45)$$

Dónde:

$$a_0 = 1;$$

$$a_1 = 17.785;$$

$$a_2 = 1996.18;$$

$$a_3=0;$$

Adaptando la Tabla III vista anteriormente a los valores correspondientes, se obtiene la tabla siguiente:

Tabla IV. COEFICIENTES DEL POLINOMIO DEL CRITERIO DE ROUTH

S2	1	1996.18
S1	17.785	0
S0	b1	

B1, aplicando la ecuación(3.10), tiene el valor:

$$b_1 = \frac{a_1 * a_2 - a_0 * a_3}{a_1} = \frac{17.785 * 1996.18 - 0}{17.785} \quad (3.46)$$

$$b_1 = 1996.18 \quad (3.47)$$

Como se puede comprobar, no ha habido ningún cambio de signo, por lo que no hay raíces que desestabilicen el sistema.

3.1.2.e. Errores

Los errores asociados a este sistema son:

Error de posición (ep)

$$K_p = \lim_{s \rightarrow 0} G(s) = 3,13 * 10^{-3} \quad (3.48)$$

$$ep = \frac{1}{[1 + K_p]} = 0.996 \quad (3.49)$$

Error de velocidad (ev)

$$Kv = \lim_{s \rightarrow 0} s * G(s) = 0 \quad (3.50)$$

$$ev = \frac{1}{kv} = \infty \quad (3.51)$$

Error de aceleración (ea)

$$Ka = \lim_{s \rightarrow 0} s^2 * G(s) = 0 \quad (3.52)$$

$$ea = \frac{1}{ka} = \infty \quad (3.53)$$

3.1.2.f. Conclusiones

- El **sistema** es **subamortiguado**, ya que el coeficiente de amortiguamiento ζ propio de la planta está entre 0 y 1. Si se aumentase ζ , la amplitud de la señal de salida iría descendiendo, haciendo que cada vez hubiera menor oscilación.

Como:

$$2 * \zeta * s = (L_a * B + R_a * J) * s * \omega_n \quad (3.54)$$

$$\omega_n^2 = R_a * B + k_{fi} \quad (3.55)$$

Obtenemos que:

$$\zeta = \frac{(L_a * B + R_a * J) * s}{2 * s * \sqrt{R_a * B + k_{fi}}} \quad (3.56)$$

En el caso de que se pudiesen modificar los parámetros internos del motor (hecho imposible en un motor ya existente), si se variase el valor de la inercia J, pero manteniendo constantes el resto de parámetros (ya que si no variarían otros parámetros asociados a ellos), se podría modificar la amortiguación del sistema.

- La planta es un **sistema estable**, ya que no tiene polos en el semiplano positivo, y no es un sistema oscilatorio, ya que no tiene pares de polos complejos puros como se ha podido comprobar con el criterio de Routh.
- **El sistema tiene un cero.**

Este cero es un cero lento y es más “fuerte” que los dos polos conjugados (porque está más cerca del origen).

El tener un cero implica una mayor rapidez del sistema, pero también una mayor oscilación y, sabiendo que el sistema ya de por sí tiene una gran oscilación (53 %), hay que tener en cuenta

que los niveles de tensión a la entrada no pueden ser muy elevados ya que la sobreoscilación sería mayor, haciendo llegar los niveles de tensión a unos niveles de pico demasiado elevados.

3.1.3. ANÁLISIS DE ESTABILIDAD: w FRENTE A U_a

Empleando del mismo diagrama de bloques empleado en el análisis de T_e frente U_a , se partirá para realizar el análisis de w frente a U_a .

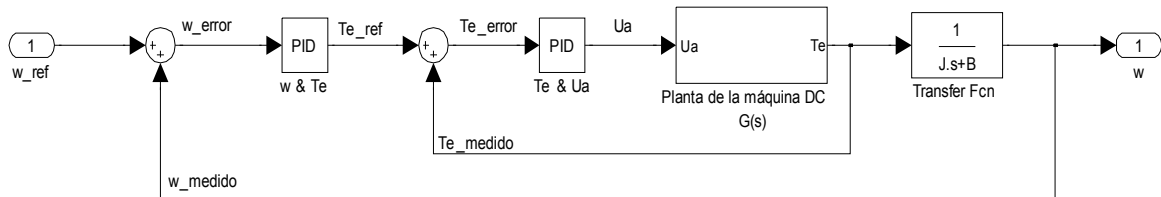


Fig. 3.14. Esquema de regulación

3.1.3.b. Función de transferencia

Basándose en el estudio de estabilidad anterior de T_e frente U_a y observando el diagrama de bloques anterior, se puede establecer que:

$$\omega = T_e * \frac{1}{J * s * B} \quad (3.57)$$

Como:

$$H(s) = \frac{\omega}{U_a} = \frac{\frac{T_e}{J*s+B}}{U_a} = G(s) * \frac{1}{J * s + B} \quad (3.58)$$

La diferencia clara recae en el hecho de que se elimina el cero que inicialmente había en $G(s)$, por lo que directamente no existen ceros en la función de transferencia $H(s)$. Ahora se estudiará qué modificaciones implica esta variación.

La planta $H(s)$ tiene la siguiente forma:

$$H(s) = \frac{k_{fi}}{J * L_a * s^2 + (L_a * B + R_a * J) * s + (R_a * B + k_{fi}^2)} \quad (3.59)$$

Y, sustituyendo los valores queda:

$$H(s) = \frac{1.909}{0.001833 * s^2 + 0.03259 * s + 3.659} \quad (3.60)$$

La planta del sistema $H(s)$ tiene los mismos polos que la función de transferencia $G(s)$. Eso es debido a que, como el denominador de $H(s)$ no sufre cambios con respecto $G(s)$, los valores que anulan el denominador son los mismos. En cambio, el valor del cero se ve anulado por una

cancelación por polo-cero, es decir, en el nuevo sistema $H(s)$ se introduce un polo del mismo valor al cero, por lo que se contrarrestan y anulan.

Por tanto, La planta del sistema posee los siguientes polos:

Polos: $s = -8.89 + 43.8j$;

$s = -8.89 - 43.8j$

Y, como se observa en la Fig. 3.15, y teniendo en cuenta el criterio de la situación de los polos y ceros en el lugar de las raíces (ver apartado 3.1.1.b), según el cual se puede saber si el sistema es estable o no, podemos comprobar que el sistema será estable, ya que no tiene ningún polo ni cero en el semiplano positivo.

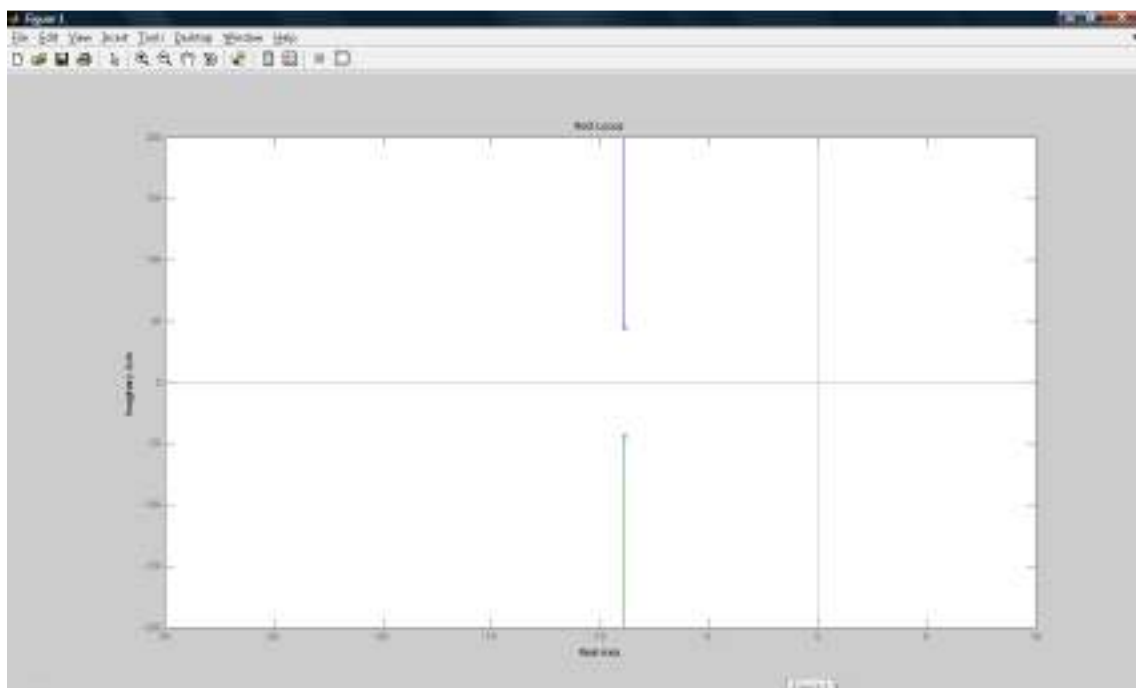


Fig. 3.15. Lugar de las raíces de $H(s)$

3.1.3.c. Respuesta impulsional

La ecuación de la planta es un sistema de segundo grado sin ningún cero en el numerador, por lo que se puede realizar el análisis temporal sin tener que realizar ninguna modificación previa.

Se tiene que llegar, como en el anterior análisis, a una ecuación de la siguiente forma:

$$H(s) = \frac{k * \omega_n^2}{s^2 + 2 * \zeta * \omega_n * s + \omega_n^2} \quad (3.61)$$

Y volviendo a la ecuación(3.59):

$$H(s) = \frac{k_{fi}}{J * L_a * s^2 + (L_a * B + R_a * J) * s + (R_a * B + k_{fi}^2)} \quad (3.62)$$

Sustituyendo valores:

$$H(s) = \frac{1.909}{0.001833 s^2 + 0.03259 s + 3.659} \quad (3.63)$$

Si se desarrolla esta ecuación para llegar a la ecuación(3.61), obtenemos que:

$$H(s) = \frac{1036}{s^2 + 17.785 * s + 1996.18} \quad (3.64)$$

A partir de esta ecuación se obtienen los parámetros del análisis temporal de la planta:

$$\omega_n = \sqrt{1996.18} = 44.67 \left[\frac{rad}{s} \right]$$

$$k = 0.996$$

$$\omega_d = 43.77 \left[\frac{rad}{s} \right]$$

$$\zeta = 0.199$$

$$\sigma = 8.89 \left[\frac{rad}{s} \right]$$

$$\tan \theta = \frac{\omega_d}{\sigma} = 4.92 [rad]$$

$$\theta = 78.52^\circ$$

$$T_s = \frac{\pi}{\sigma} = 0.35 [s]$$

$$\text{Tiempo de pico } T_p = 0.072 [s]$$

$$M_p = 53 \%$$

3.1.3.d. Criterio de Routh

Partiendo de la función de transferencia de H(s), obtenemos el polinomio característico:

$$P(s) = s^2 + 17.785s + 1996.18 \quad (3.65)$$

Dónde:

$$a_0 = 1;$$

$$a_1 = 17.785;$$

$$a_2 = 1996.18;$$

$$a_3 = 0;$$

Adaptando la Tabla III vista en el apartado anterior a los valores correspondientes, se obtiene la tabla siguiente:

Tabla V. COEFICIENTES DEL POLINOMIO DEL CRITERIO DE ROUTH

S2	1	1996.18
S1	17.785	0
S0	b1	

B1, aplicando la ecuación (3.10), tiene el valor:

$$b_1 = \frac{a_1 * a_2 - a_0 * a_3}{a_1} = \frac{17.785 * 1996.18 - 0}{17.785} \quad (3.66)$$

$$b_1 = 1996.18 \quad (3.67)$$

Como se puede comprobar, no ha habido ningún cambio de signo, por lo que no hay raíces que desestabilicen el sistema, al igual que en análisis de estabilidad anteriormente realizado.

3.1.3.e. Errores

Los errores asociados a este sistema son:

Error de posición (ep)

$$K_p = \lim_{s \rightarrow 0} G(s) = 3.13 * 10^{-3} \quad (3.68)$$

$$e_p = \frac{1}{[1 + K_p]} = 0.996 \quad (3.69)$$

Error de velocidad (ev)

$$K_v = \lim_{s \rightarrow 0} s * G(s) = 0 \quad (3.70)$$

$$e_v = \frac{1}{K_v} = \infty \quad (3.71)$$

Error de aceleración (ea)

$$K_a = \lim_{s \rightarrow 0} s^2 * G(s) = 0 \quad (3.72)$$

$$e_a = \frac{1}{K_a} = \infty \quad (3.73)$$

3.1.3.f. Conclusiones

- El **sistema es subamortiguado**, ya que el coeficiente de amortiguamiento ζ propio de la planta está entre 0 y 1. Si fuésemos aumentando ζ , la amplitud de la señal de salida iría descendiendo, haciendo que cada vez hubiera menor oscilación.

Como:

$$2 * \zeta * s = (L_a * B + R_a * J) * s \omega_n \quad (3.74)$$

Y:

$$\omega_n^2 = R_a * B + k_{fi} \quad (3.75)$$

Obtenemos que:

$$\zeta = \frac{(L_a * B + R_a * J) * s}{2s\sqrt{R_a * B + k_{fi}}} \quad (3.76)$$

- La planta es un **sistema estable**, ya que no tiene polos en el semiplano positivo, y no es un sistema oscilatorio, ya que no tiene pares de polos complejos puros como hemos podido comprobar con el criterio de Routh.
- El **sistema no posee ningún cero**.
El no tener un cero, como en el caso de $G(s)$, implica que la señal de salida será diferente. El añadir un polo que haga una cancelación par polo-cero y por tanto, elimine el cero que existía inicialmente, tiene efectos físicos en la señal de salida ya que, en comparación con $G(s)$, la señal estará más amortiguada (tendrá menos oscilación).

Como se ha podido comprobar, ambos análisis de estabilidad, en el ámbito de respuesta impulsional y sus valores obtenidos, son muy parecidos. Es lógico que el sistema sea estable para ambos, ya que ω proviene del par T_e

3.2. CONTROLABILIDAD Y OBSERVABILIDAD DEL SISTEMA

Dos de los conceptos más importantes que se deben tener en cuenta al realizar el análisis de la respuesta de los sistemas de control, son los que se refieren a su controlabilidad y observabilidad. Están basados en el conocimiento de las ecuaciones de estado y de observación del sistema y fueron introducidos por Kalman en 1960.[16]

Los conceptos de controlabilidad y observabilidad han sido introducidos al plantearse las siguientes preguntas al proceder al diseño de un sistema

- ¿Se podrá controlar o gobernar el estado $x(n)$ del sistema?
- ¿Se podrá controlar o gobernar la variable $y(n)$ del sistema?
- ¿Se podrá observar en todo instante n lo que ocurre en el interior del sistema?[17]

3.2.1. ANÁLISIS DE CONTROLABILIDAD DEL SISTEMA

El concepto de controlabilidad es la base de las soluciones al problema de ubicación de los polos del sistema realimentado[18].

Tanto para el análisis de controlabilidad como el de observabilidad, es necesario conocer primeramente las ecuaciones de estado del sistema a analizar.

3.2.1.a. Ecuaciones de estado

La forma más general de representación por variable de estado de un sistema lineal está dada por dos ecuaciones:

La primera, que define los cambios de las variables de estado en función de estas mismas variables y de las entradas;

La segunda, que define la salida en función de las variables de estado y de las entradas[18].

Así, tenemos el sistema lineal descrito por las ecuaciones (3.77) y (3.78):

$$\dot{x} = A * x(t) + B * u(t) \quad (3.77)$$

$$y = C * x(t) + D * u(t) \quad (3.78)$$

Dónde:

u= vector columna (dimensión m)

x= vector de estado (dimensión n)

y= vector de salida (dimensión q)

A=matriz de evolución del sistema de dimensión n*n

B= matriz de aplicación del control de dimensión n*m

C= matriz de observación de dimensión q*n

A partir de estas ecuaciones, podemos dar una definición de la controlabilidad de estado.

3.2.1.b. Definición de controlabilidad de estado

Se dice que un sistema de control, de dimensión n, es completamente controlable en estado si existe una entrada u definida entre [0, n-1] en el que es posible pasar de un estado arbitrario x(0) a otro estado final arbitrario x(n) en un periodo finito de tiempo (n periodos de muestreo).

De forma intuitiva, podemos pensar que si una variable de estado es independiente de la señal de control, entonces resulta imposible controlar la evolución de dicha variable de estado y por lo tanto el sistema no será controlable[18]

De la misma manera, y basándonos en el sistema compuesto por las ecuaciones (3.77) y (3.78), podemos definir que el sistema es de salida completamente controlable si es posible construir un vector de control que transfiera cualquier salida inicial y(t0) a cualquier salida final y(t) en un intervalo de tiempo finito[16].

Si la controlabilidad, en cambio, está restringida al depender del tiempo t_0 , se dice que el sistema es controlable en el tiempo[17].

3.2.1.c. Condición de controlabilidad

Si solo se necesita conocer la controlabilidad de todo el sistema, como es nuestro caso, es posible recurrir a criterio que solo emplean las matrices A y B para determinar la controlabilidad o no controlabilidad de los sistemas.

La condición necesaria y suficiente para que un sistema sea completamente controlable en estado es que la matriz de controlabilidad, N , (de dimensión $n \times nm$) sea de rango n [18].

Dicha matriz de controlabilidad viene representada en la ecuación (3.79)

$$N = [B \quad A * B \quad A^2 * B \quad \dots \quad A^{n-1} * B] \quad (3.79)$$

Una vez dadas las condiciones teóricas para clasificar la controlabilidad del sistema, se pueden obtener las matrices, configurar la matriz de controlabilidad, N , a partir de ellas y clasificar el sistema.

3.2.1.d. Controlabilidad del sistema

Partiendo de la función de transferencia del sistema que ya se ha mostrado anteriormente, se obtiene las matrices que definen el espacio de estados:

$$G(s) = \frac{T_e}{U_a} = \frac{K_{fi} * (J * s + B)}{J * L_a * s^2 + (L_a * B + R_a * J) * s + (R_a * B + K_{fi}^2)} \quad (3.80)$$

Las matrices del espacio de estados son:

$$A = \begin{bmatrix} -17.78 & -62.68 \\ 32 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.81)$$

$$B = \begin{bmatrix} 4 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.82)$$

$$C = [3.385 \quad 0.04882] \quad (3.83)$$

$$D = [0] \quad (3.84)$$

Una vez conocidas las matrices que definen el espacio de estados, se determina la matriz de controlabilidad vista anteriormente en la ecuación(3.79), en la que, sustituyendo los valores de las matrices se obtiene que:

$$N = \begin{bmatrix} 4 & -71.12 \\ 0 & 128 \end{bmatrix} \quad (3.85)$$

$$|N| = 512 \quad (3.86)$$

Como se puede comprobar, el determinante de la matriz N es distinto de cero, haciendo que el rango de la matriz sea igual a dos, siendo este el valor máximo de rango y, basándose en la condición de controlabilidad (ver apartado 3.2.1.c), podemos afirmar que el sistema es controlable.

3.2.2. ANÁLISIS DE OBSERVABILIDAD DEL SISTEMA

Tan importante es el análisis de estabilidad y controlabilidad de un sistema como el análisis de su observabilidad. El concepto de observabilidad se relaciona con la condición de observación o estimación de las variables de estado a partir de las variables de salida, las cuales son generalmente medibles [19].

3.2.2.a. DEFINICIÓN DE OBSERVABILIDAD

Se dice que un sistema es completamente observable si cada estado $x(t_0)$ puede ser determinado a partir de la observación de la salida $y(t)$ del sistema en un número finito de intervalos de muestreo[18]. El sistema es, por lo tanto, completamente observable si cada cambio de estado afecta a todos los elementos del vector de salida.

Para poder conocer las condiciones de observabilidad es necesario conocer las ecuaciones lineales del sistema, las cuales están representadas por las ecuaciones(3.87) y (3.88). Así, la dependencia de \dot{x} e y , pasa a tener la siguiente forma:

$$\dot{x} = A * x(t) + B * u(t) \quad (3.87)$$

$$y = C * x(t) + D * u(t) \quad (3.88)$$

Estas ecuaciones representadas en forma matricial se presentan en las ecuaciones(3.89) y (3.90):

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} x \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} u \end{bmatrix} \quad (3.89)$$

$$\begin{bmatrix} y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \dot{x} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} u \end{bmatrix} \quad (3.90)$$

3.2.2.b. CONDICIÓN DE OBSERVABILIDAD

La condición de observabilidad depende de las matrices del sistema A y C. Para que el sistema descrito por las ecuaciones (3.86) y (3.87) sea completamente observable, es necesario y suficiente que la matriz de observabilidad M definida en la ecuación 3.88 de $n \times np$ sea de rango n.

$$M = \begin{bmatrix} C \\ C * A \\ C * A^2 \\ \vdots \\ C * A^{n-1} \end{bmatrix} \quad (3.91)$$

La condición también se conoce como que el par $[A, C]$ es observable. En particular, si el sistema tiene solo una salida, C es una matriz reglón de $1 \times n$; M es una matriz cuadrada de $n \times n$. Entonces el sistema es completamente observable si M no es singular [18].

3.2.2.c. OBSERVABILIDAD DEL SISTEMA

Partiendo de la función de transferencia del sistema que ya se ha mostrado anteriormente, se obtienen las matrices que definen el espacio de estados:

$$G(s) = \frac{T_e}{U_a} = \frac{K_{fi} * (J * s + B)}{J * L_a * s^2 + (L_a * B + R_a * J) * s + (R_a * B + K_{fi}^2)} \quad (3.92)$$

Las matrices del espacio de estados son:

$$A = \begin{bmatrix} -17.78 & -62.68 \\ 32 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.93)$$

$$B = \begin{bmatrix} 4 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.94)$$

$$C = [3.385 \quad 0.04882] \quad (3.95)$$

$$D = [0] \quad (3.96)$$

Una vez conocidas las matrices que definen el espacio de estados, se determina la matriz de observabilidad vista anteriormente en la ecuación (3.88), en la que, sustituyendo los valores de las matrices:

$$M = \begin{bmatrix} 3.385 & 0.04882 \\ -58.62306 & -212.1718 \end{bmatrix} \quad (3.97)$$

$$|M| = -715.3395 \quad (3.98)$$

Como se comprueba, el determinante de esta matriz distinto de 0, por lo que es invertible, y tiene rango 2, el rango máximo que podría tener. Por tanto, se puede afirmar que el sistema es completamente observable.

3.3.3. DIAGRAMA DE BODE

Este apartado se centra en la definición del Diagrama de Bode, así como la obtención del mismo a partir de la función de transferencia del sistema.

3.3.3.1. DEFINICIÓN

Los Diagramas de Bode permiten representar la respuesta en frecuencia de un sistema mediante dos gráficas:

- Gráfica de Magnitud-Frecuencia: se representa la magnitud de la frecuencia (en decibelios) frente a la frecuencia (de 0 a ∞). La frecuencia viene representada en escala logarítmica.
- Gráfica de Ángulo de Fase-Frecuencia: se representa el argumento de la respuesta en frecuencia (en grados) frente a la frecuencia. La frecuencia viene representada en escala logarítmica[20].

3.3.3.2. DIAGRAMA DE BODE DEL SISTEMA

La función de transferencia desde la cual se parte para realizar el diagrama de Bode es la vista inicialmente al principio del análisis de estabilidad (ver (3.29))

En la que sustituyendo valores se queda:

$$G(s) = \frac{[0.02482 * s + 0.01145]}{[0.001833 * s^2 + 0.03259 * s + 3.659]} \quad (3.99)$$

El diagrama de Bode obtenido a partir de esta función de transferencia es el representado en la Fig. 3.16:

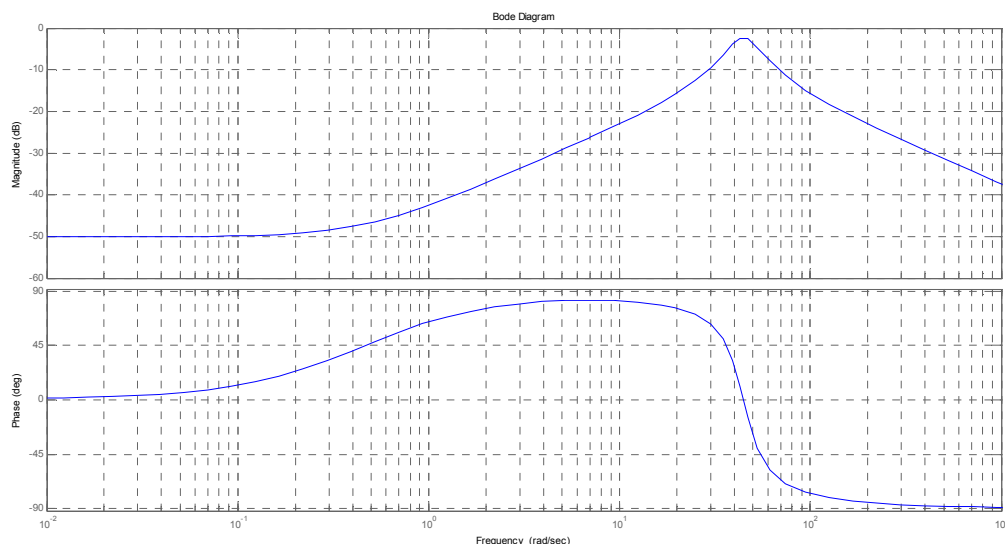


Fig. 3.16. Diagrama de Bode del sistema

3.3.3. Diagrama de Bode del sistema

Como también se vio en apartados anteriores, de la función de transferencia (3.99) los polos y ceros del sistema son:

Cero: $s = -0.462$ (semiplano negativo)

Polos: $s = -8.89 + 43.8j$;

$s = -8.89 - 43.8j$

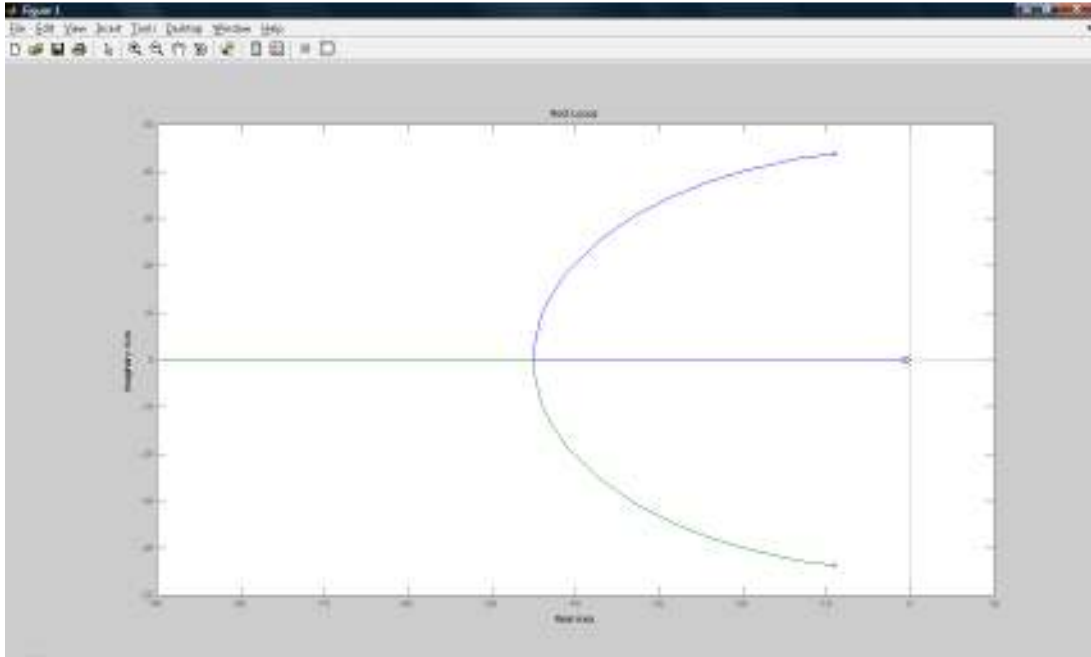


Fig. 3.17. Lugar de las raíces de $G(s)$

Por tanto, se tienen un cero simple y dos polos simples conjugados.

3.3.3.a. Cálculo del controlador del bucle interno PI2; PI Te frente U_a

El primer controlador pertenece a un bucle con realimentación unitaria. Para poder hallar el controlador, se debe hallar en primer lugar la ganancia en lazo cerrado, la cual se denotará con $F(s)$ y posteriormente la ganancia de lazo, $T(s)$. Una vez conocidas ambas ganancias, se puede conocer el margen de ganancia y el margen de fase que tiene el sistema para que pueda trabajar en condiciones óptimas y, junto con el diagrama de Bode de $T(s)$, encontrar el controlador buscado.

La ganancia en lazo cerrado es la ganancia de todo el bucle, la ganancia de $G(s)$ junto con la ganancia de la realimentación. La ganancia $F(s)$ viene dado por la ecuación (3.100):

$$F(s) = \frac{G(s)}{G(s) * \beta + 1} \quad (3.100)$$

Como se ha dicho anteriormente, la realimentación es unitaria, por lo que el factor de realimentación (β) será igual a uno.

Como 1 frente a $G(s)*\beta$ es mucho más pequeño ($1 \ll G(s) * \beta$), es posible hacer una primera aproximación en el valor de la ganancia de lazo cerrado para facilitar los cálculos. Así:

$$F(s) = \frac{G(s)}{G(s) * \beta + 1} \sim \frac{G(s)}{G(s) * \beta} = \frac{1}{\beta} \quad (3.101)$$

La ganancia de lazo $T(s)$ nos permite estudiar la estabilidad de $G(s)$. Esta ganancia tiene también en cuenta los efectos que pueda tener la realimentación en el comportamiento natural del bucle de nuestro sistema.

$T(s)$ viene dada por la ecuación:

$$T(s) = G(s) * \beta \quad (3.102)$$

Si sustituimos el valor de β por la igualdad de la ecuación (3.101) se obtiene que:

$$T(s) = G(s) * \frac{1}{F(s)} = G(s) * \frac{1}{\left(\frac{G(s)}{G(s)\beta + 1}\right)} = G(s)\beta + 1 = G(s) + 1 \quad (3.103)$$

Una vez conocidas ambas ganancias, se debe calcular el margen de ganancia (M.G). El margen de ganancia permite conocer los valores de la ganancia entre los cuales el sistema funciona correctamente. Conocido este margen de ganancia es posible calcular el regulador que hace que el sistema esté dentro de los valores de ganancia conocidos por el M.G.

El margen de ganancia se obtiene a partir del Diagrama de Bode de $T(s)$ y aplicando la siguiente ecuación:

$$M.G = 20 * \log \frac{1}{\beta} - |T(j\omega_{-180^\circ})| \quad (3.104)$$

Con el Diagrama de Bode se deben aplicar los siguientes pasos:

- 1.- Observar el valor de la fase a -180° y ver qué frecuencia le corresponde.
- 2.- Ver el módulo de ganancia que le corresponde a esa frecuencia (yendo en vertical desde la gráfica de fase a la gráfica de módulo).

El Diagrama de Bode de $T(s)$ es representado en la Fig. 3.18:

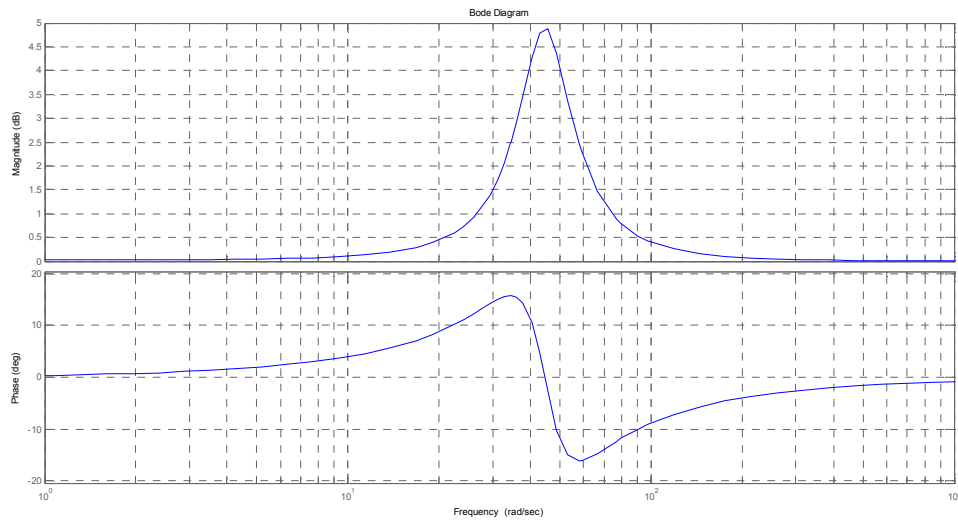


Fig. 3.18. Diagrama de Bode de la función $T(s)$

Como se puede comprobar, la fase no llega a alcanzar en ningún momento el valor de 180° , por lo que el método del Margen de Ganancia no se podrá aplicar para hallar el controlador.

Otro método para poder hallar el controlador PI buscado es basándose en el Margen de Fase de referencia de la máquina de continua.

El Margen de Fase de un sistema es la variación de los valores de la fase entre los cuales se puede mover sin que pierda funcionalidad la máquina y se mantenga en unas condiciones óptimas de funcionamiento. El margen de fase de referencia de la máquina de continua es de 45° .

A partir del Diagrama de Bode representado en la Fig. 3.18, se debe hallar el controlador PI de la forma representada en (3.105) que haga que el sistema tenga una ganancia con valor negativo en el Diagrama de Bode, es decir, que la ganancia esté atenuada cuando la frecuencia alcance los 180° . De esta manera, teniendo una salida atenuada con respecto la entrada, el bucle será estable y el controlador que se obtenga será correcto. En cambio, si se calculase un controlador para un sistema con un bucle de realimentación inestable, el controlador no sería útil e incluso podría acentuar las acciones negativas del propio sistema.

$$PI = k * \frac{k_i * s + 1}{k_i * s} \quad (3.105)$$

Una vez modificado el Diagrama de Bode para que cumpla la atenuación de ganancia en 180° se obtiene un nuevo Diagrama de Bode:

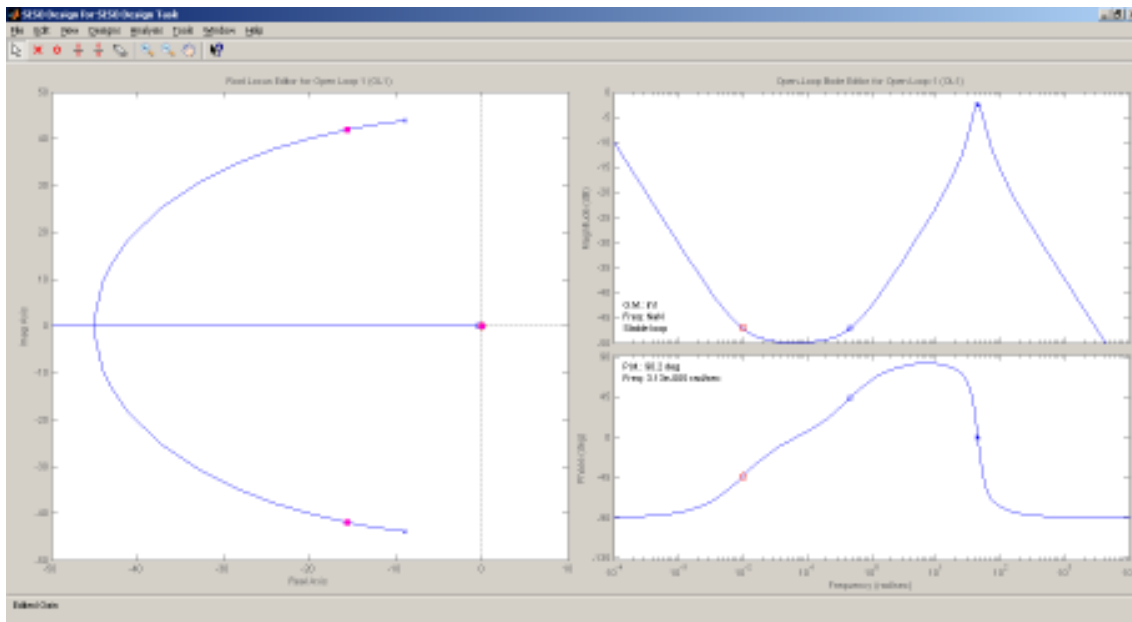


Fig. 3.19. Diagrama de Bode tras la modificación de la atenuación de la ganancia

El PI que controla el bucle interno del sistema que modifica el Diagrama de Bode haciéndolo que sea estable como se ve en la Fig. 3.20 es el siguiente:

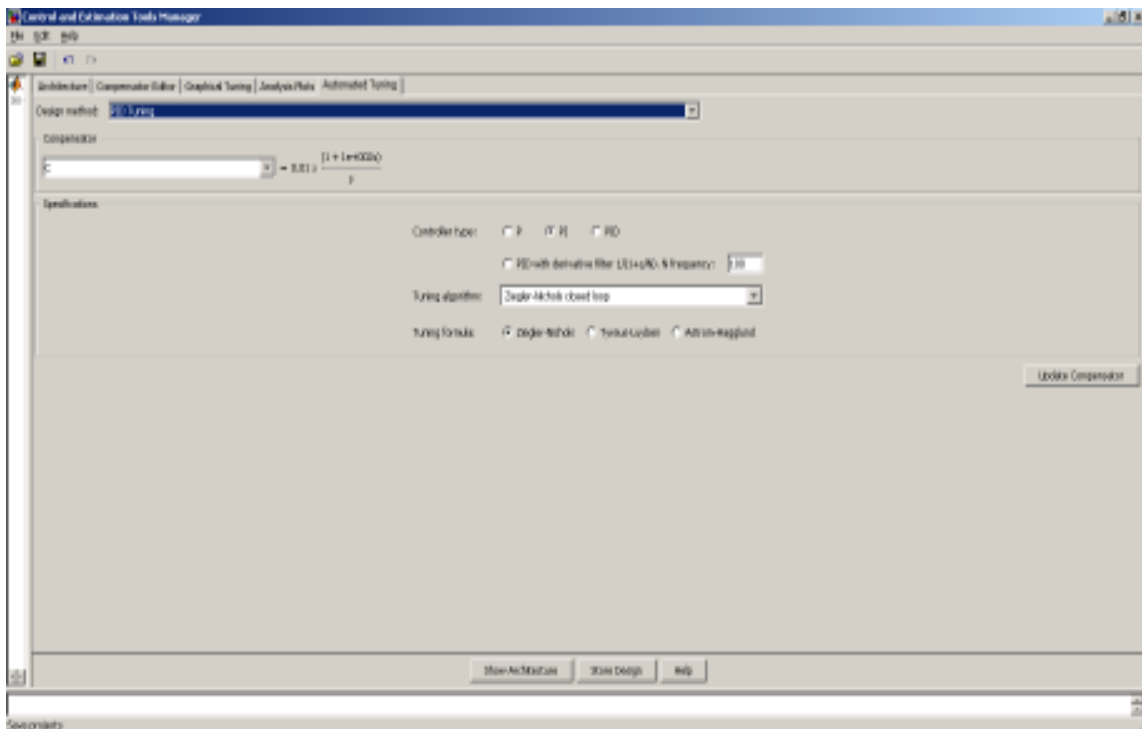


Fig. 3.20. PI₂

$$PI_2 = 0.01 * \frac{1 + 100 * s}{s} \quad (3.106)$$

Una vez conocido el controlador del bucle interno, se hallará el controlador del bucle externo de manera análoga.

3.3.3.b. Cálculo de controlador del bucle externo PI1; w frente Te

Para hallar el controlador del bucle externo, se transforma todo el bucle interno en una única función de transferencia como se muestra en la Fig. 3.21:

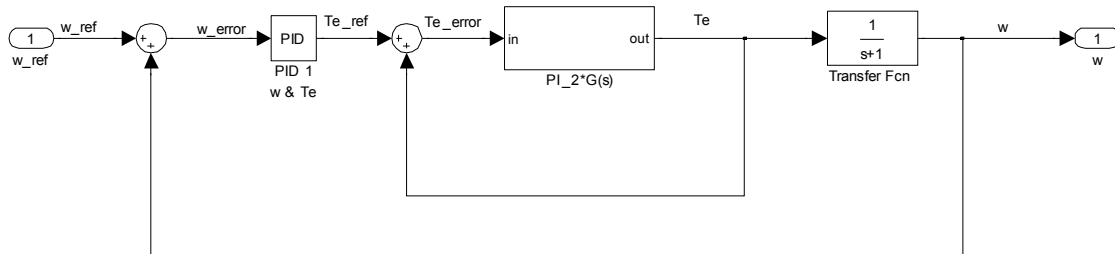


Fig. 3.21. 1º desarrollo del esquema de regulación

Desarrollando más el sistema a fin de simplificarlo:

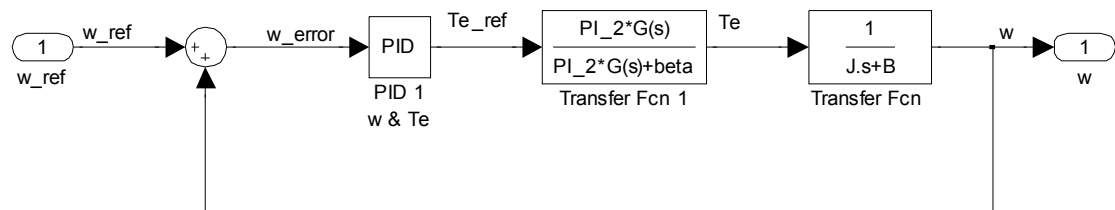


Fig. 3.22. 2º desarrollo del esquema de regulación

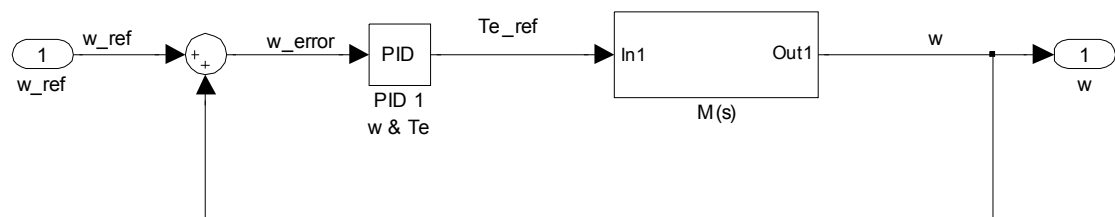


Fig. 3.23. 3º desarrollo esquema de regulación

La ganancia de lazo cerrado, $F(s)$, del bucle externo viene dado por la ecuación (3.107):

$$F(s) = \frac{M(s)}{M(s) * \beta + 1} \quad (3.107)$$

Dónde:

$$M(s) = \frac{PI_1 * G(s)}{PI_1 * G(s) * \beta + 1} * \frac{1}{J * s + B} \quad (3.108)$$

Al igual que en el apartado anterior, como $1 \ll M(s) * \beta$, es posible aproximar la ecuación (3.107) a:

$$F(s) = \frac{M(s)}{M(s) * \beta + 1} \sim \frac{M(s)}{M(s) * \beta} = \frac{1}{\beta} \quad (3.109)$$

T(s) viene dada por la ecuación:

$$T(s) = M(s) * \beta \quad (3.110)$$

Si se sustituye el valor de β por la igualdad de la ecuación (3.109) se obtiene que:

$$T(s) = M(s) * \frac{1}{F(s)} = M(s) * \frac{1}{\left(\frac{M(s)}{M(s)\beta + 1}\right)} = M(s)\beta + 1 \quad (3.111)$$

Además, al igual que en el bucle interno, la realimentación es unitaria, por lo que $\beta=1$, quedando la ecuación anterior de la siguiente manera:

$$T(s) = M(s) * 1 + 1 = M(s) + 1 = \frac{PI_1 * G(s)}{PI_1 * G(s) * \beta + 1} * \frac{1}{J * s + B} + 1 \quad (3.112)$$

Para hallar el PI del bucle externo, PI_1, se seguirá el proceso análogo al PI_2. Así, el Diagrama de Bode del sistema tiene la siguiente forma:

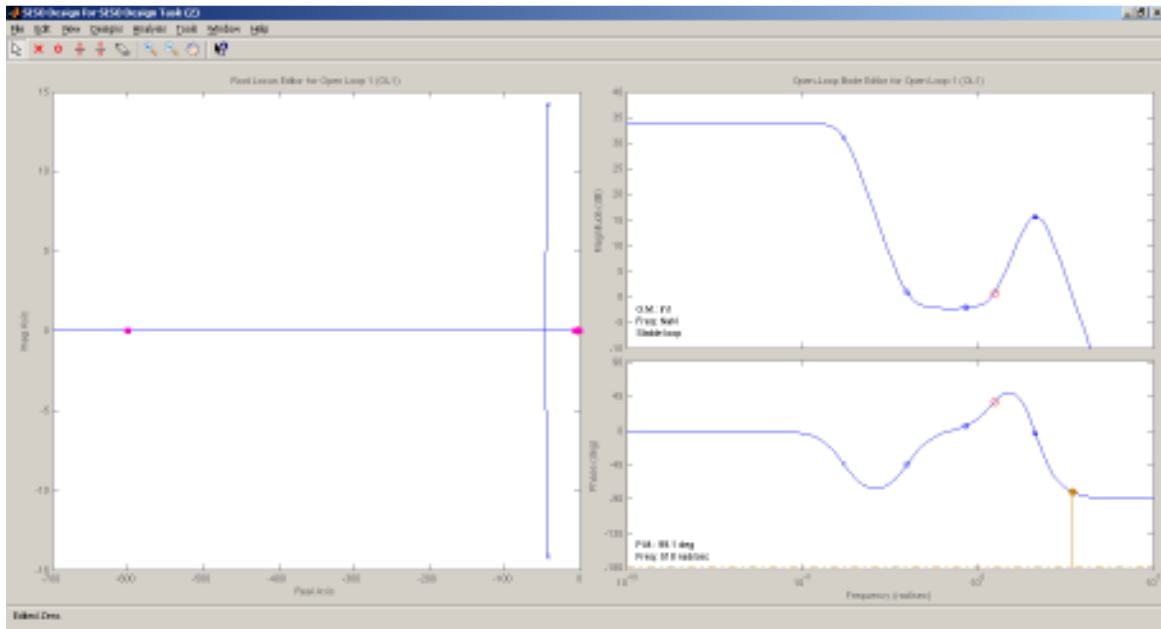


Fig. 3.24. Diagrama de Bode el sistema

El PI que controla el bucle interno del sistema que modifica el Diagrama de Bode haciéndolo que sea estable como se ve en la Fig. 3.25 es el siguiente:

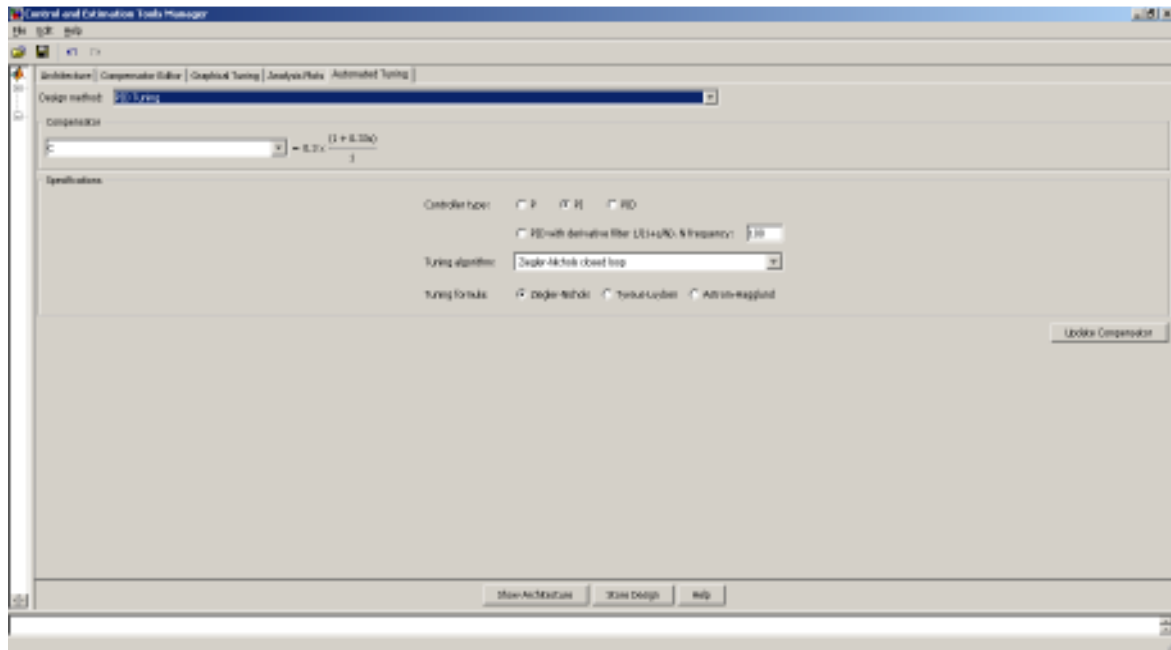


Fig. 3.25. PI_1

$$PI_1 = 0.3 * \frac{1 + 0.33 * s}{s} \quad (3.113)$$

Por tanto, los dos controles PI obtenidos para la regulación del sistema son:

$$PI_1 = 0.3 * \frac{1 + 0.33 * s}{s} \quad (3.114)$$

$$PI_2 = 0.01 * \frac{1 + 100 * s}{s} \quad (3.115)$$

Estos dos controladores serán simulados para ver la respuesta del sistema con el control con el fin de validarlos en el capítulo siguiente.

CAPÍTULO IV:

SIMULACIÓN

4 . SIMULACIÓN

A partir de los reguladores obtenidos en el capítulo anterior, se realizarán las simulaciones del sistema implementado en *Simulink*. Primeramente, se hará una validación de la planta de la máquina, con el fin de demostrar que la función sobre la que se realizan las simulaciones es acorde con el emulador de la turbina eólica. Posteriormente, se procederá a validar los PI que controlan la planta del sistema y, a partir de las respuestas del sistema, se procederá a realizar las modificaciones necesarias para posteriormente simularlas y validar los resultados obtenidos.

4 . 1 . VALIDACIÓN DE LA PLANTA DEL SISTEMA DE SIMULACIÓN

Antes de realizar las simulaciones, es necesario comprobar que el sistema sea correcto y responda de forma análoga al emulador de la turbina eólica para que los resultados de las simulaciones sean un reflejo de las respuestas en el sistema real. Como se ha explicado en el primer capítulo, el emulador de la turbina fue creada ya en el proyecto de fin de carrera de Luis Cabañas [23], por lo que, a partir de él, se obtuvo la relación entre la velocidad de salida del emulador, el ciclo de trabajo y la tensión de inducido. Esa relación viene reflejada en la Tabla VII del anexo de la página 96

Con un simple esquema podemos comprobar si la planta obtenida del motor DC funciona correctamente (ver Fig. 4.1)

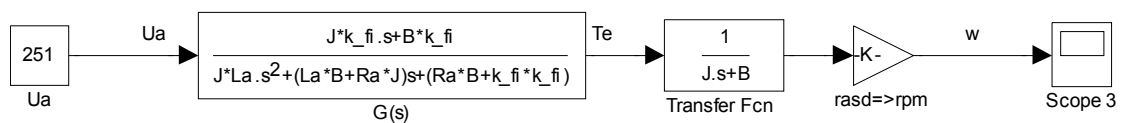


Fig. 4.1. Esquema para la validación de la planta de la máquina DC

Los resultados obtenidos con este esquema de regulación están reflejados en la Tabla VIII del anexo en la página 97. Para la obtención de dicha tabla, implementamos la planta del sistema en el emulador de la turbina y, variando los valores de velocidad, obtuvimos los valores del ciclo de trabajo y la tensión del inducido, comprobando que la respuesta de la planta y la respuesta del emulador evolucionaban de manera análoga. De esta manera, la planta del sistema responde como el emulador real, por lo que las simulaciones que se realicen sobre el esquema de simulación serán válidas.

4.2. VALIDACIÓN DEL SISTEMA CON CONTROL PID

Una vez obtenidos los PID necesarios para el control del sistema, se procede a la simulación en el laboratorio. Para ello, se implementa todo el sistema en *Simulink* obteniendo el sistema que se muestra en la Fig. 4.2:

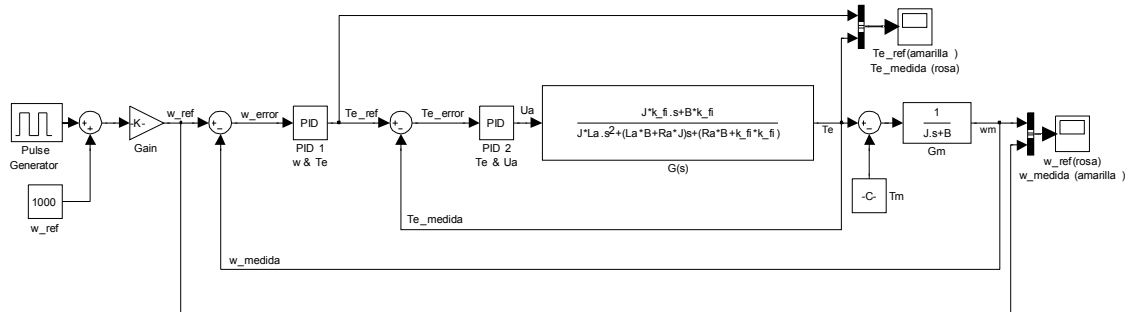


Fig. 4.2. Sistema tras la implementación de los reguladores

Las simulaciones que se obtienen de este sistema son los siguientes:

4.2.2. VELOCIDAD w

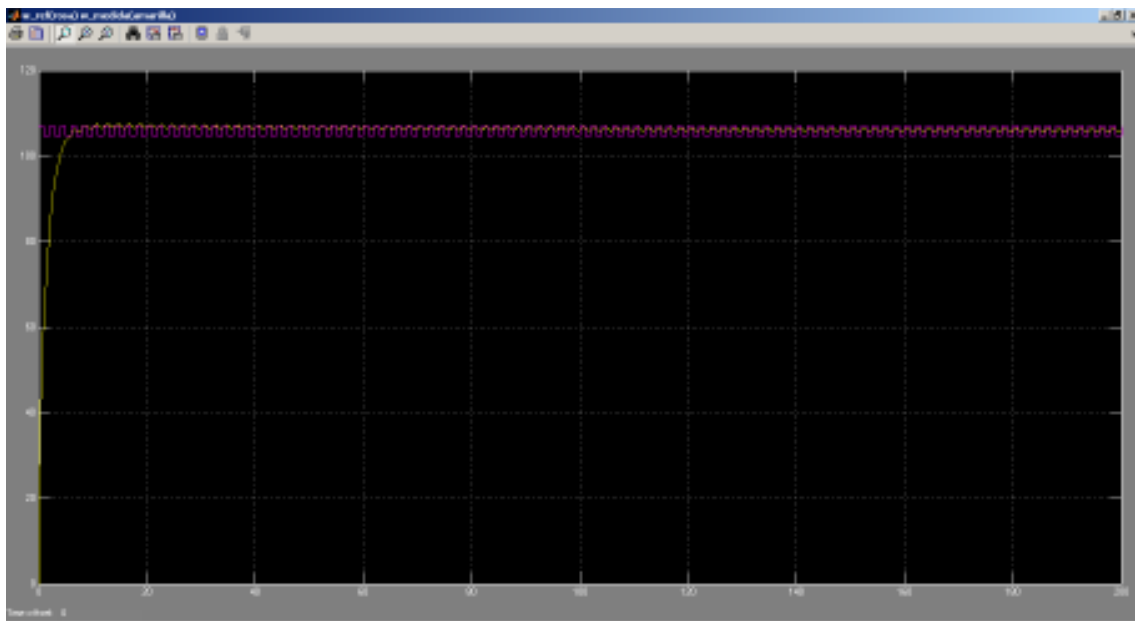


Fig. 4.3. Simulación de la velocidad

En la Fig. 4.3 se observa que velocidad de salida del motor DC (línea amarilla) alcanza la velocidad de referencia (línea rosa) rápidamente. Esta última tiene forma de onda cuadrada ya que se obtiene de un generador de pulsos, con el fin de simular la cortadura del viento que se produciría en la vida real.

4.2.3. PAR ELÉCTRICO T_e

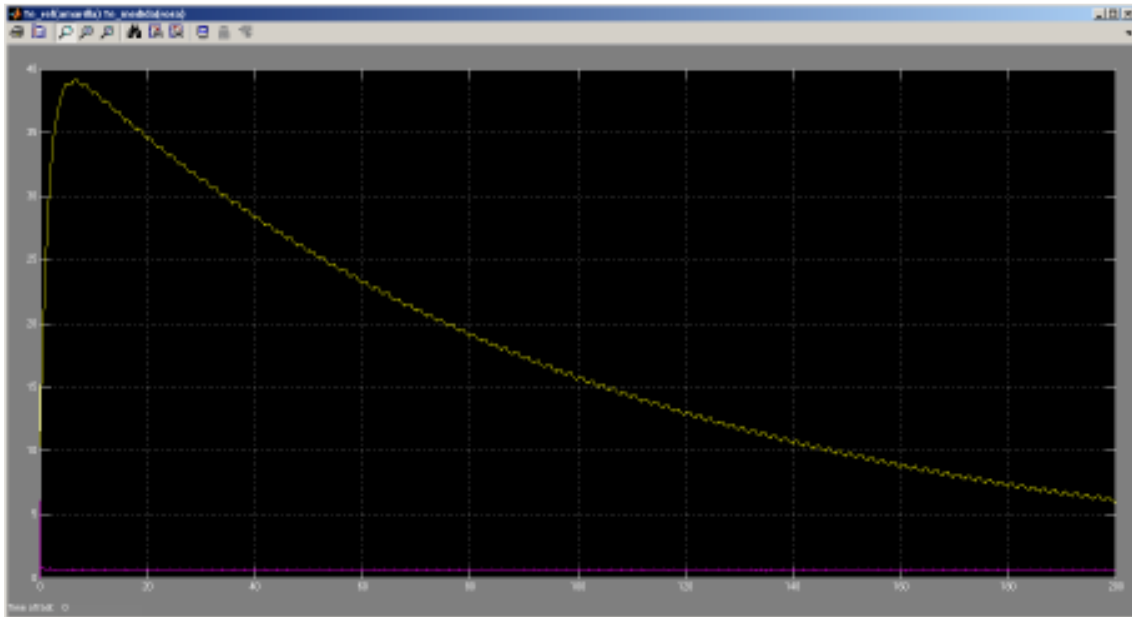


Fig. 4.4. Simulación del par eléctrico

Como se observa en la Fig. 4.4, en la simulación se genera una sobreoscilación en la respuesta del par eléctrico, siendo esta una respuesta no deseable del sistema. Esto es debido a una saturación del sistema.

Como se ha adelantado en el capítulo 2, para poder mejorar la respuesta del sistema se procederá a la implementación en los controles actuales los algoritmos de anti-saturación, para comprobar que con esta nueva implantación la respuesta del sistema mejora, consiguiendo que la respuesta del sistema no se sature.

4.3. CONTROLADOR PID CON ALGORITMOS DE ANTI-SATURACIÓN

Como se ha comprobado experimentalmente en el laboratorio, la implementación de dos controladores de tipo PI convencional en el sistema, no consiguen los resultados deseados. Por ello, es necesario el cambio de los controladores PID actuales por controladores PI con *anti-windup*.

El efecto *windup*, o efecto de saturación, como se ha avanzado en el apartado anterior, es la saturación del sistema debido al incremento de la parte integral del controlador cuando el sistema se satura y da como resultado una importante sobreoscilación, indeseable en la respuesta[21].

Nuestro sistema presenta limitaciones físicas, de manera que cuando la variable de control alcanza los límites prefijados del actuador, el bucle realimentado permanece en su límite independientemente de la salida del proceso. Esto produce que la realimentación se vuelva ineficiente haciendo que el control se sature y no pueda variar más. En ese caso, el error se

convierte, en general, importante y el término integral aún más. El integrador está sometido a *windup*, o también llamado saturación integral.

La solución está en parar la acción de ese integrador tanto como la saturación dure. Con el fin de evitar el fenómeno del *windup*, es posible añadir un lazo de realimentación empleando la diferencia entre la salida del controlador y la salida del modelo del sistema. En ausencia de saturación en el sistema, esta diferencia es cero. Cuando el sistema se satura, el controlador *anti-windup* actúa intentando devolver el valor de la diferencia a cero. Cuanto mayor sea la ganancia del lazo, mayor será la rapidez con la que el sistema responda[22].

Como se ha explicado anteriormente, y teniendo como base el sistema de la Fig. 4.2, se incorpora a los PI dos algoritmos de anti-saturación que permitirán eliminar los errores que producían hasta ahora, obteniendo los resultados que se desean. Para ello, se emplea el recurso de *Matlab*® que permitirá introducir ambos *Plant*-*windup* como un bloque estándar.

El esquema básico de implementación de un PID *anti-windup* es el que se muestra en la Fig. 4.5:

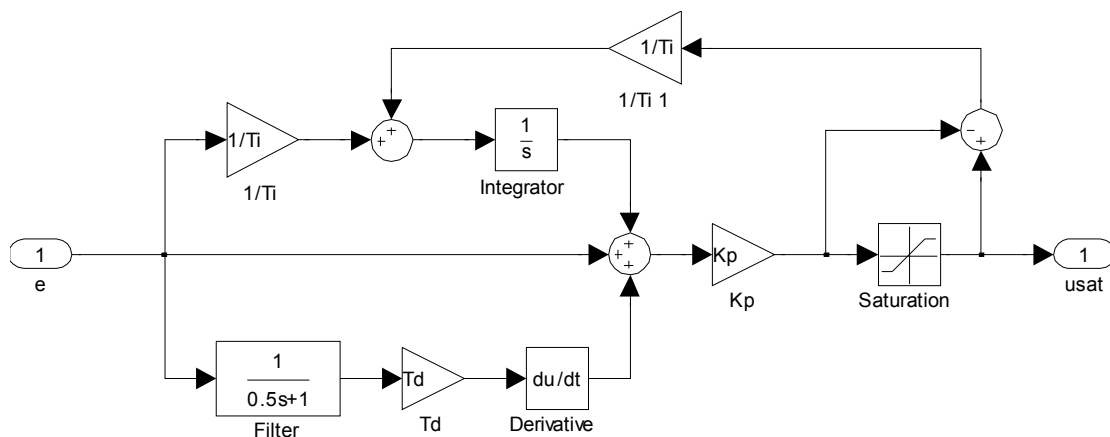


Fig. 4.5. Esquema anti wind-up

Una vez transformados ambos PI en los correspondientes PI con *anti-windup*, se tiene el siguiente esquema del sistema (ver Fig. 4.6)

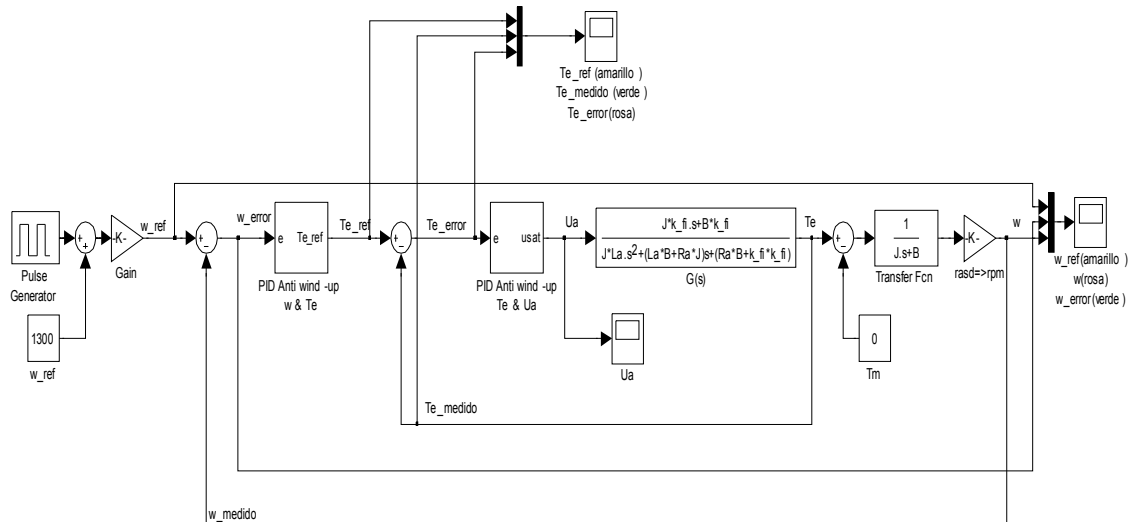


Fig. 4.6. Sistema con los reguladores anti wind-up implementados

4.4. VALIDACIÓN DEL SISTEMA CON CONTROL ANTI WIND-UP

Partiendo del diagrama de estados de la figura anterior, se procede a realizar las simulaciones para comprobar si la nueva implementación de los reguladores mejora el control del sistema.

4.4.1. VELOCIDAD

Como se comprueba en la Fig. 4.7, el valor de la velocidad, ω medida (representada por la línea morada), es muy similar a la velocidad de referencia (representada por la línea amarilla), haciendo que el error sea mínimo (representada por la línea verde). Para la simulación se ha puesto como entrada 1330 rad/s, lo que equivale a 137 rpm.

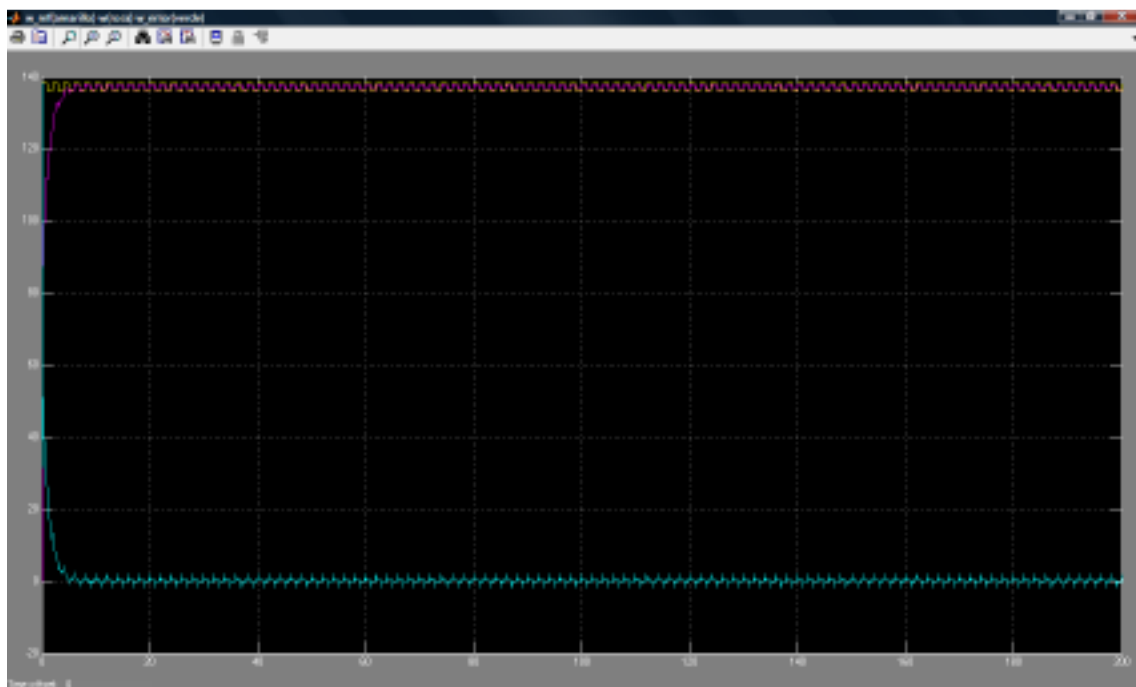


Fig. 4.7. Simulación de velocidad con los anti wind up

4.4.2. PAR ELÉCTRICO T_e

En la Fig. 4.8 se representa el par eléctrico medido (línea verde), el par de referencia (línea amarilla) y el error entre ellos (línea morada). El par a 1300 rad/s debe ser 11 N.m

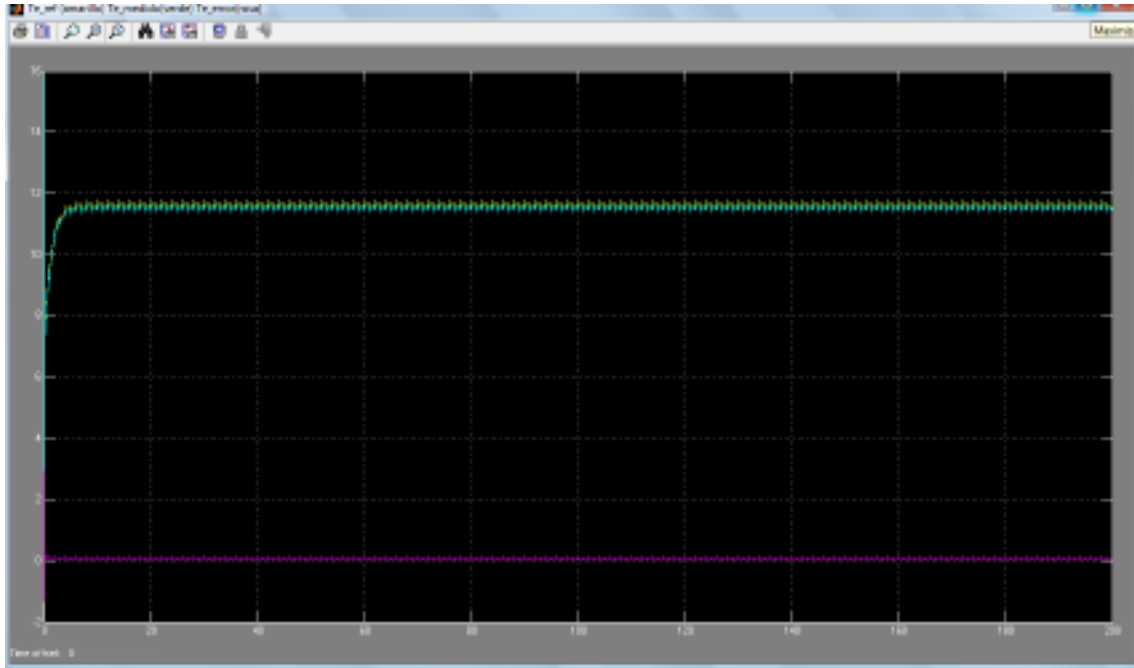


Fig. 4.8. Simulación T_e con anti wind up

4.4.3. COMPARACIÓN

Tras la implementación de los reguladores con los *anti-windup*, y comparando las dos evoluciones de la velocidad se observa que la respuesta del par eléctrico cambia tras la implementación de los algoritmos de anti-saturación, por lo que existe una mejora en el par eléctrico tras la nueva implementación.

En cuanto a la respuesta de la velocidad, no hay grandes cambios, ya que inicialmente con los anteriores controladores funcionaba correctamente.

4.5. VALIDACIÓN DEL SISTEMA CON LA MÁQUINA DC IMPLEMENTADA

Una vez comprobado el correcto funcionamiento del sistema completo con la función de transferencia de la máquina de corriente continua y el control con *anti-windup*, se simula el sistema sustituyendo la función de transferencia por el bloque creado en *Simulink* de la máquina DC definido anteriormente en el capítulo 2 (ver Fig. 2.8). Este sistema viene representado en la Fig. 4.9:

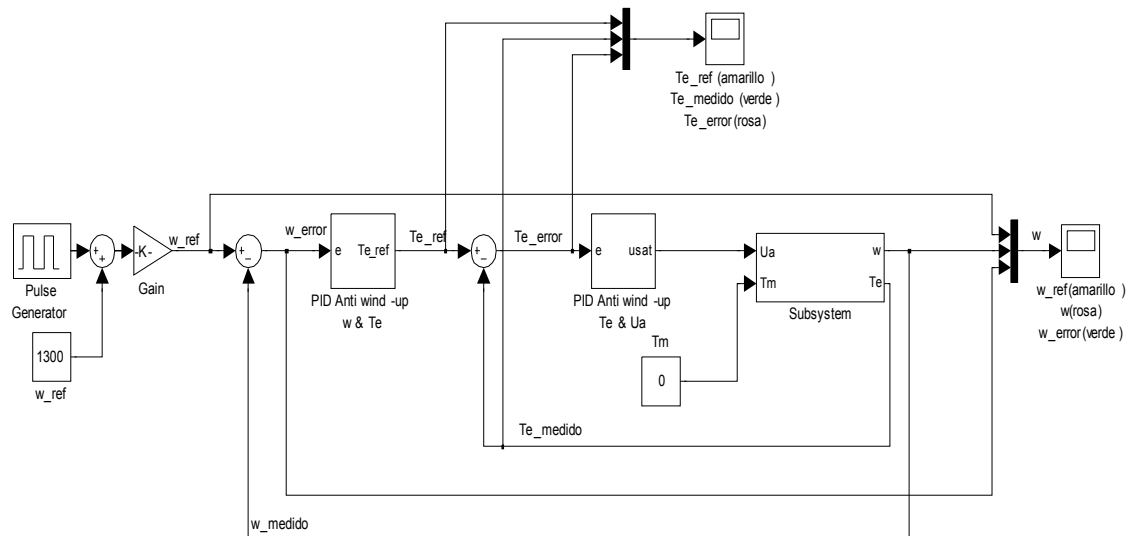


Fig. 4.9. Sistema de regulación con bloque de Simulink de la máquina DC

Las señales de salida son las siguientes:

4.5.2. VELOCIDAD

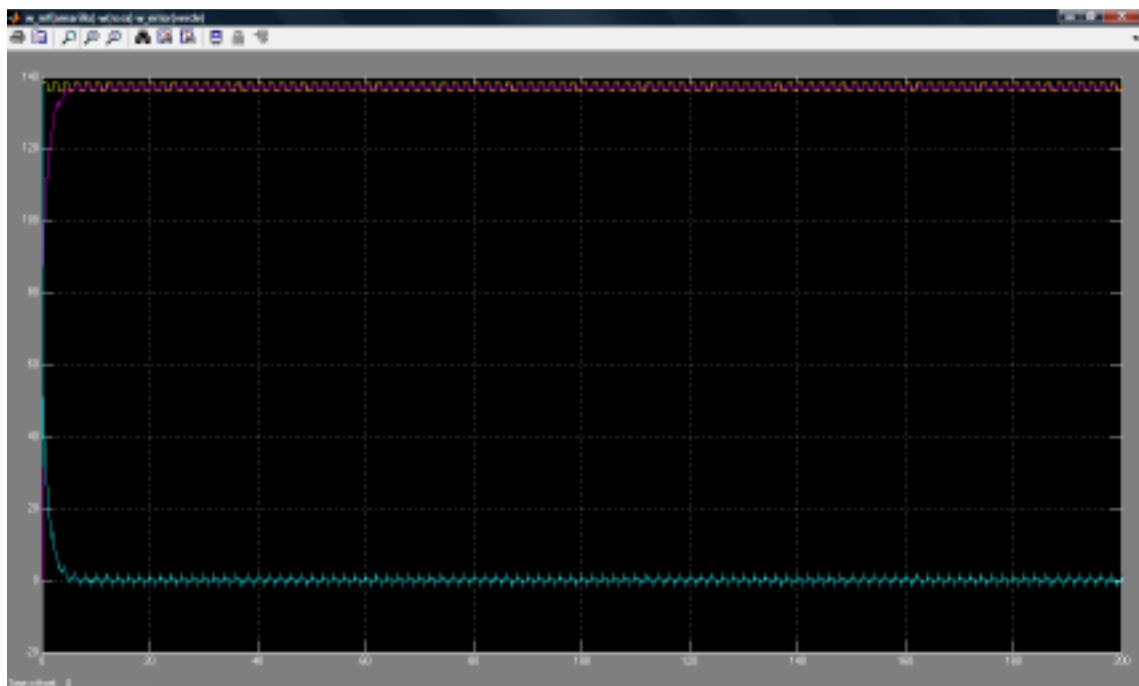


Fig. 4.10. Simulación velocidad

4.5.3. PAR ELÉCTRICO T_e

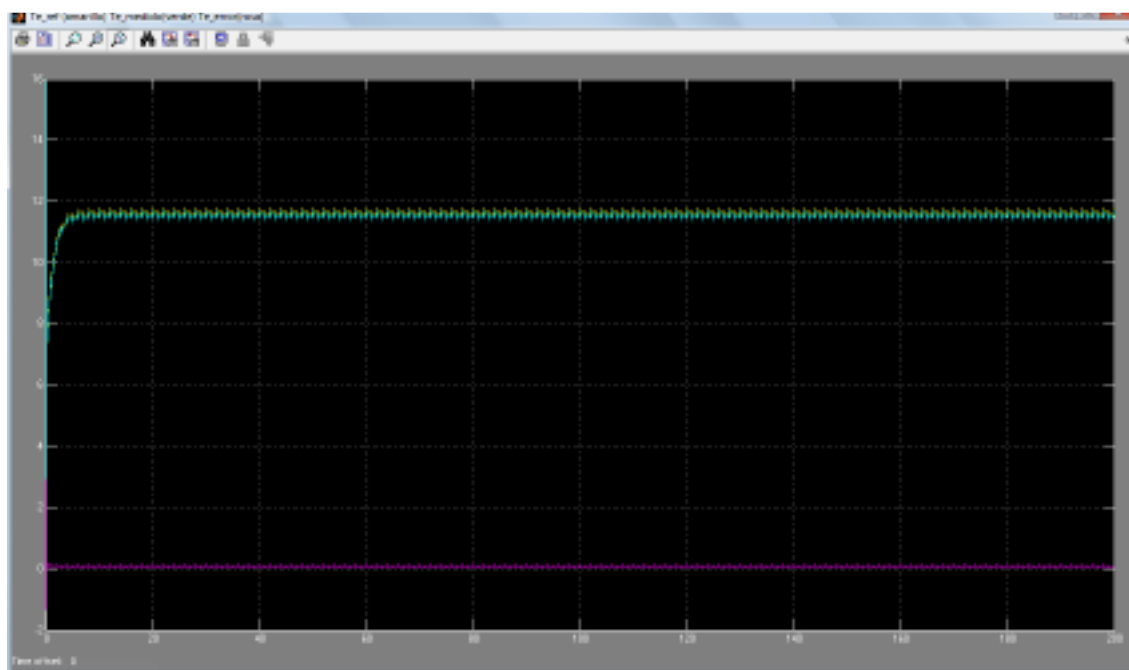


Fig. 4.11. Simulación par eléctrico

4.5.4. COMPARACIÓN

Como se puede comprobar, las señales de salida sustituyendo la función de transferencia por el bloque de la máquina DC no generan cambios en la evolución de las salidas. De esto se deduce que el diseño del control calculado sobre la función de transferencia de la máquina DC es correcto, pues sobre la propia máquina DC el control cumple sus funciones. Únicamente queda por implementar el sistema en el laboratorio y comprobar su correcto funcionamiento.

CAPÍTULO V:

IMPLEMENTACIÓN EN EL LABORATORIO

5 . IMPLEMENTACIÓN EN EL LABORATORIO

5 . 1 . DESCRIPCIÓN DE ELEMENTOS

Para la implementación del control de velocidad fue necesario el montaje del prototipo del emulador de la turbina eólica. El emulador de la turbina eólica está constituido por diferentes equipos electrónicos:

- Máquina de DC.
- Convertidor trifásico.
- Tarjeta de adquisición de datos *National Instruments*.
- Tarjeta de lectura de datos *xPC Target*.

En la Fig. 5.1 se muestra la interconexión de los equipos electrónicos que configuran el emulador. Posteriormente se hará una descripción de cada uno de los elementos.

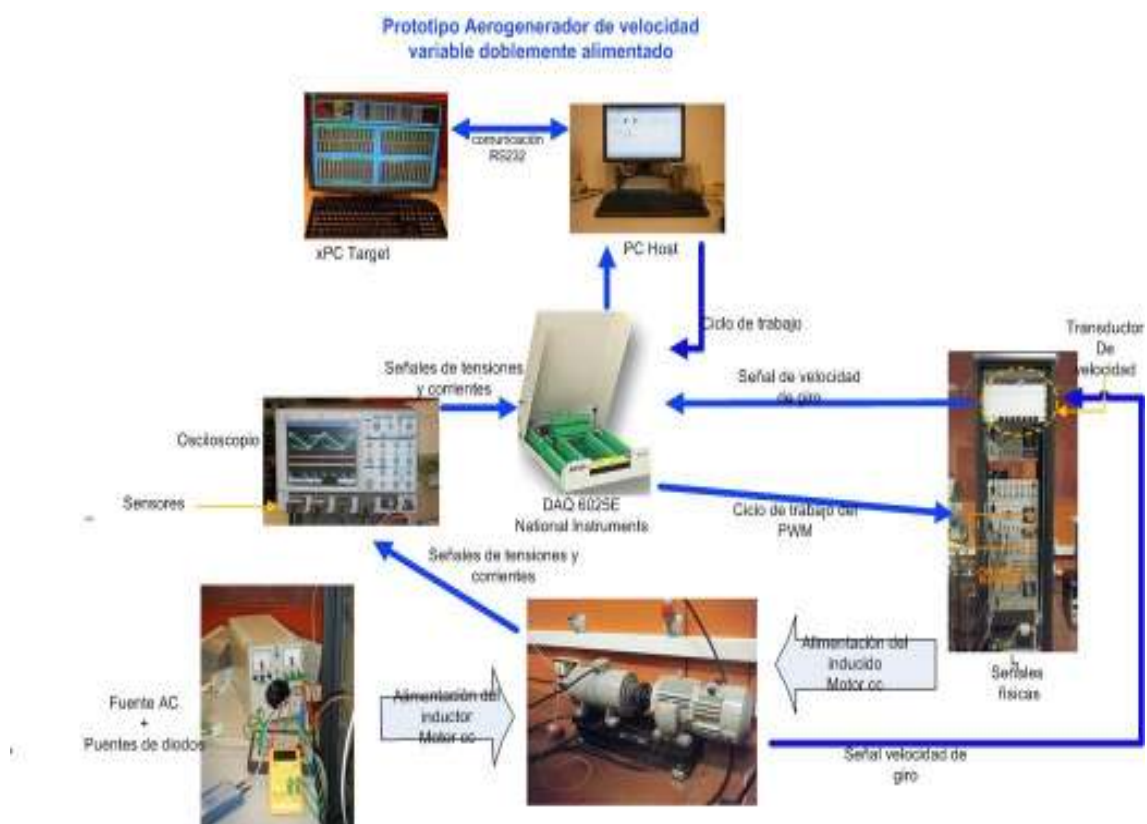


Fig. 5.1. Conexión del hardware del prototipo de emulador de turbina eólica

5.1.1. PARÁMETROS PRINCIPALES DE LA MÁQUINA DE CORRIENTE CONTINUA

Para poder definir una máquina de corriente continua es necesario conocer los parámetros principales que la constituyen. Las resistencias e inductancias conjuntamente modelan el bobinado inductor y el bobinado inducido, que componen el sistema eléctrico de una máquina DC. Por otro lado, el momento de inercia como el rozamiento viscoso componen los parámetros mecánicos del sistema mecánico de una máquina DC. Así pues, conociendo estos tres tipos de parámetros de una máquina DC, quedará totalmente definida y, en consecuencia, perfectamente modelada.

5.1.1.a. Valores nominales

Antes de mostrar los valores obtenidos en los ensayos realizados a la máquina DC del laboratorio, se exponen los valores nominales teóricos de dicha máquina, calculados con los valores que podemos observar en su placa de características (ver Fig. 5.2).



Fig. 5.2. Placa de características del motor

Lo primero es calcular la velocidad nominal en rad/s, para poder utilizarla en posteriores cálculos.

$$\omega = 1000 * \frac{2 * \pi}{60} = 104,72 \frac{rad}{s} \quad (5.1)$$

Considerando la potencia de la placa como potencia útil:

$$T_e \cong \frac{P_u}{\omega} = \frac{2200W}{104,72 \frac{rad}{s}} = 21 N * m \quad (5.2)$$

Aplicando las ecuaciones de la máquina DC del capítulo 2:

$$T_e = k_{fi} * I_a \rightarrow k_{fi} = \frac{21}{11} = 1,909 N * m \quad (5.3)$$

$$E = k_{fi} * \omega = 1,909 * 104,72 = 200V \quad (5.4)$$

$$U_a = R_a * I_a + E \rightarrow R_a = \frac{220 - 200}{11} = 1,82\Omega \quad (5.5)$$

$$R_f = \frac{U_f}{I_f} = \frac{200}{0.9} = 222,22\Omega \quad (5.6)$$

En la tabla siguiente se muestra un resumen de los valores nominales que definen la máquina DC:

Tabla VI. VALORES NOMINALES DE LA MÁQUINA DC

Parámetro nominal	Valor
Velocidad ω	104, 72 rad/s
Par eléctrico T_e	21 N*m
K_{fi}	1,909
E	200 V
R_a	1, 82 Ω
R_f	222,22 Ω

5.1.2. CONVERTIDOR TRIFÁSICO

El convertidor trifásico permite transformar la corriente alterna que proviene de la fuente en corriente continua que permite alimentar el motor DC. Esto se puede conseguir gracias al puente de diodos que tiene en su interior. Para el control del convertidor son necesarias las señales PWM que provienen de la tarjeta *National Instruments*, como se observa en la Fig. 5.1.

En la Fig. 5.3 se muestra el esquema eléctrico del rectificador trifásico.

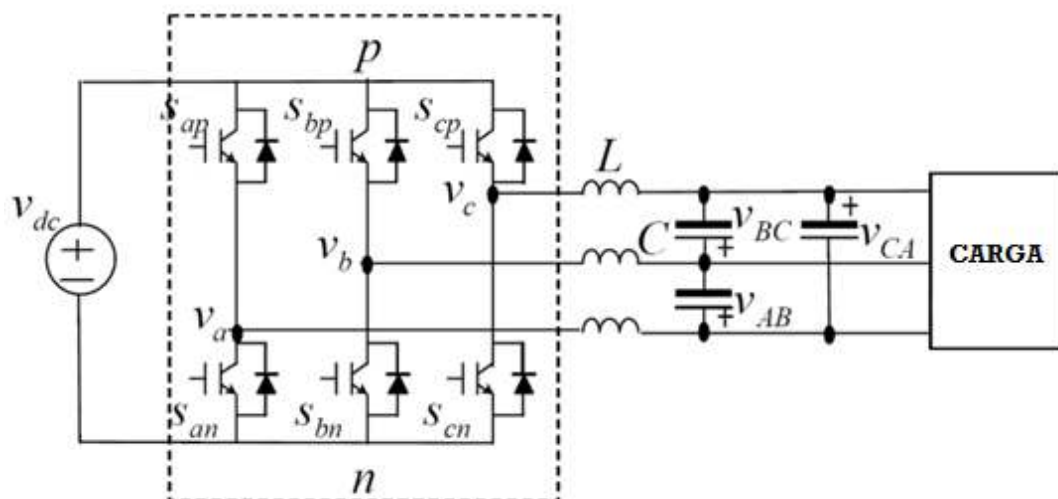


Fig. 5.3. Esquema eléctrico del transformador trifásico

5.1.3. TARJETA DE ADQUISICIÓN DE DATOS *NATIONAL INSTRUMENTS*

La tarjeta de adquisición de datos (DAQ) *National Instruments*, modelo SCB-68 es un bloque conector para realizar interfaz entre las señales de entrada/salida a dispositivos de adquisición de datos (DAQ).

Esta tarjeta posee tres buses de datos (ver Fig. 5.1): dos de entrada desde los que recibe las tensiones, corrientes y velocidad de giro provenientes del motor DC, y uno de salida desde el que envía las señales PWM necesarias tanto para el control del convertidor trifásico como para la *xPC Target*.



Fig. 5.4. Modelo SBC-68 de National Instruments

5.1.4. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DE LA *xPC TARGET* DE *MATLAB*® *SIMULINK*

En este capítulo se explican los principios de funcionamiento del *xPC Target*, así como la conexión necesaria a la máquina de corriente continua.

5.1.4.a. PRINCIPIOS DE FUNCIONAMIENTO

La aplicación *xPC Target*, de *Mathworks*, permite conectar modelos creados en *Simulink* con sistemas físicos reales y simularlos en tiempo real[5].

Está basada en la comunicación *Target-Host* (cliente-servidor) a través de una conexión interna, como se muestra en la Fig. 5.5

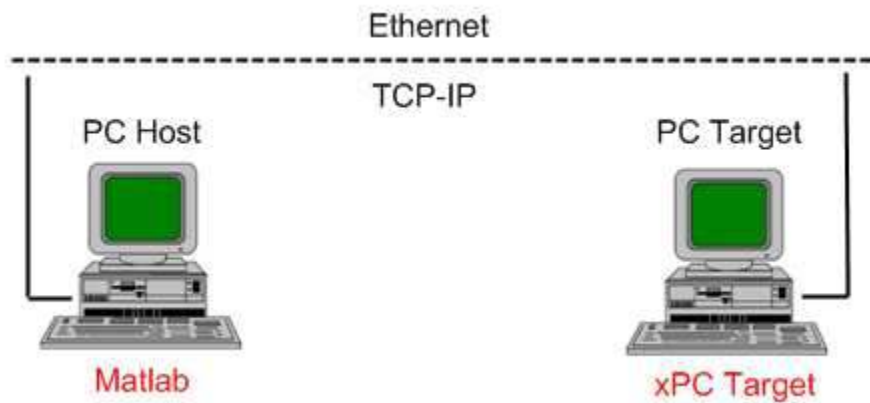


Fig. 5.5. Esquema de funcionamiento de la xPC Target

Para su correcto funcionamiento, los programas se crean en el PC Host mediante *Matlab*[®]-*Simulink*, sin necesidad de conocimientos de lenguajes de programación, ajustándose los parámetros de configuración y posteriormente se descarga automáticamente el modelo de *Simulink* en el PC Target. La aplicación *xPC Target* genera un código de programación en lenguaje C, a partir de los modelos que se implementan en *Simulink*, que se ejecuta en el PC Target, sin necesidad de que en él haya instalado ningún sistema operativo (Linux, Windows), por lo que puede emplearse un ordenador de pocas prestaciones a nivel actual (de bajo coste), pero suficiente, a nivel de cálculo, utilizando todas sus capacidades de computación. *XPC Target* funciona como un sistema operativo en tiempo real en el PC Target, lo que consigue que el modelo actúe como un proceso real.

Una vez descargado, el programa puede ejecutarse desde el PC Host o por órdenes de comando mediante un archivo de escritura *m-file* de *Matlab*[®] desde un ordenador remoto.

El control remoto de estos sistemas es muy útil por varias razones:

- Permite realizar modificaciones en los parámetros del sistema sin manipular los equipos directamente, con lo que se aumenta la seguridad y la rapidez en la modificación.
- Permite obtener interesantes e importantes resultados a nivel de investigación, pues se pueden monitorizar en un PC las salidas del convertidor y las diferentes actuaciones sobre los equipos empleados en las pruebas.
- No es imprescindible una ubicación cercana del control remoto con respecto del sistema a controlar, ya que su conexión es por Ethernet, ni tampoco continuada, ya que, una vez enviado el modelo a simular, la conexión no es necesaria, salvo que se quieran realizar modificaciones en el modelo.

Esta aplicación, además de facilitar la realización de modelos en *Simulink*, permite operar con entradas y salidas en sistemas reales mediante hardware añadido al ordenador (tarjeta de adquisición de datos *National Instruments*) [7], como por ejemplo, el motor de corriente continua.

Para este proyecto, se utilizarán tarjetas de adquisición de datos de *National Instruments*, modelos SCB-68 y SCB-100. Dichas tarjetas son el hardware que permite tener, en el ordenador en el que se ejecuta el modelo, entradas y salidas del tipo: digitales, analógicas y PWM con las que poder actuar con el sistema en tiempo real.

5.1.4.b. CONEXIÓN DE LA MÁQUINA DC A TRAVÉS DE LA xPC Target

ADQUISICIÓN DE SEÑALES

Como se ha explicado anteriormente, el *xPC Target* necesita unas señales de entrada, como por ejemplo, velocidad, tensión en el inductor e inducido, etc. Para introducir estas señales de entrada al *xPC Target* se emplean las entradas analógicas que dispone la tarjeta *National Instruments*, como se observa en la Fig. 5.6

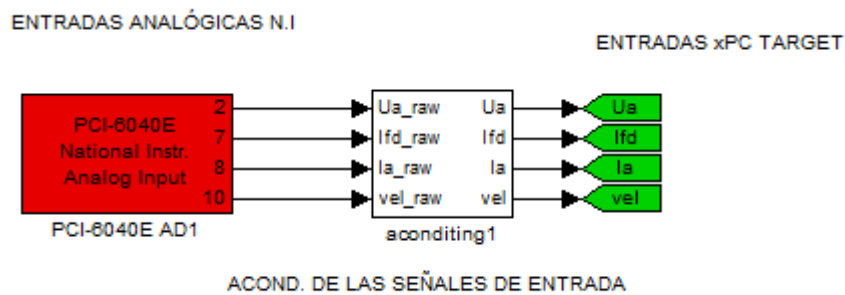


Fig. 5.6. Esquema de la adquisición de señales

El bloque blanco de acondicionamiento de la señales de entrada permite depurar las señales que entran a la *xPC Target* con el fin de evitar distorsiones.

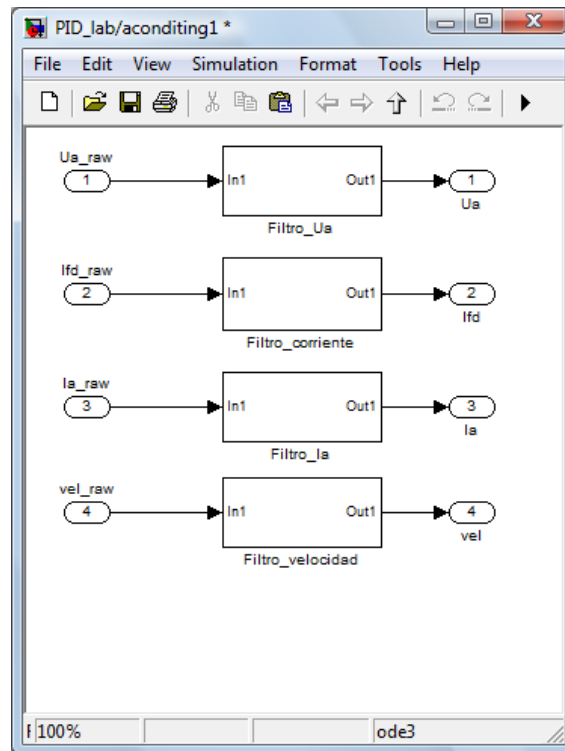


Fig. 5.7. Acondicionamiento de señales

SALIDA PWM NATIONAL INSTRUMENTS

La señal PWM se envía al bloque de la Fig. 5.8 que será el encargado de mandarla a través del contador que marquemos, en este caso el 0.

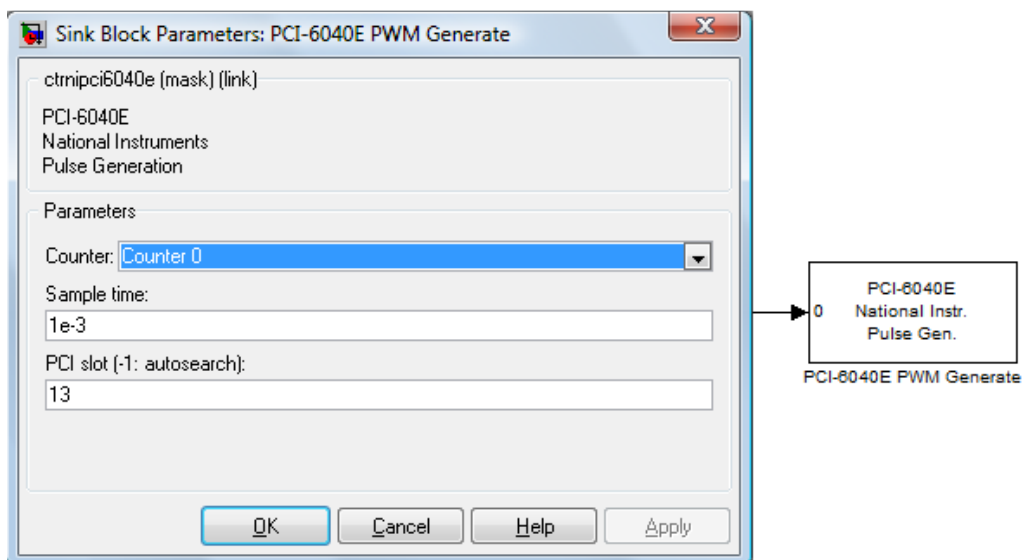


Fig. 5.8. Salidas de la National Instrument

La señal PWM debe llegar a este bloque en forma de vector fila con dos posiciones. El primer elemento del vector corresponderá al número de muestras que la señal se encuentra en nivel bajo, mientras que el segundo elemento corresponde al número de muestras que la señal se encuentra en nivel alto. Por último, mencionar que la tarjeta tiene un reloj interno a 20 MHz, con lo cual, si se quiere disparar el transistor a 1kHz, se deben utilizar 20000 muestras por ciclo[23].

SCOPE XPC TARGET

Empleando este bloque se puede utilizar la pantalla del PC Target a modo de osciloscopio, en el cual se pueden ver cualquier señal que esté definida en el programa.

Se pueden ver simultáneamente tantas señales como se definan, eligiendo el visor que se desee mediante un código de números, como se demuestra en la Fig. 5.9.

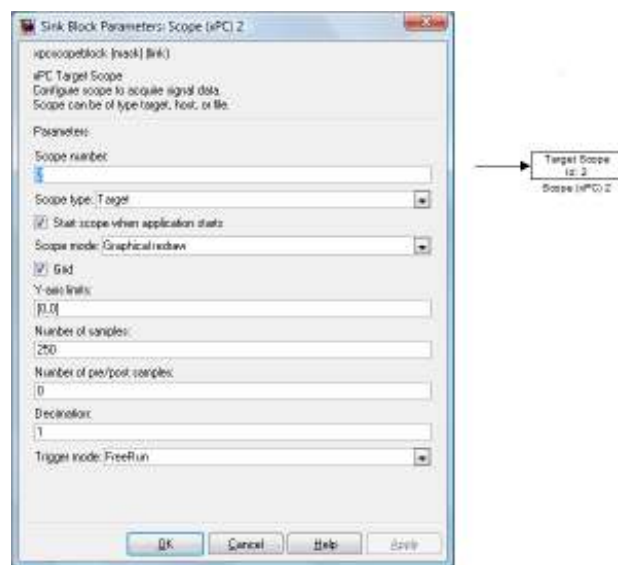


Fig. 5.9. Scope de la xPC Target

5.2. IMPLEMENTACIÓN EN EL LABORATORIO

El día de la implementación del sistema completo en el laboratorio para la validación del control de velocidad fueron tomadas las siguientes fotografías de todos los dispositivos.



Fig. 5.10. Motor DC en el laboratorio

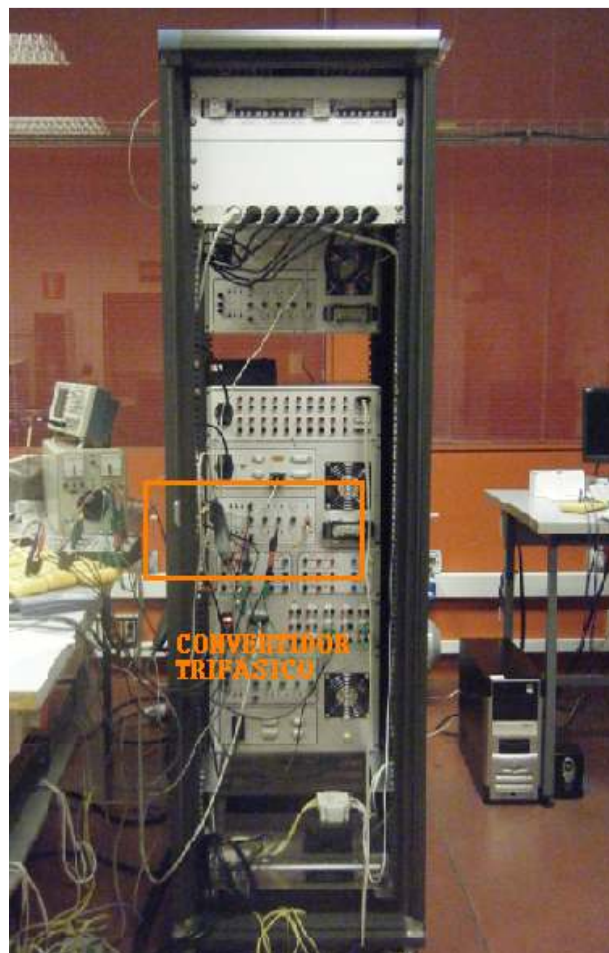


Fig. 5.11. Convertidor trifásico del laboratorio



Fig. 5.12. Tarjeta National Instruments del laboratorio con sus tres buses de datos



Fig. 5.13. PC Target, osciloscopio y multímetros para las mediciones necesarias para la validación del sistema de control



Fig. 5.14. Foto del prototipo completo de la turbina eólica el día de la validación

CAPÍTULO VI:

VALIDACIÓN

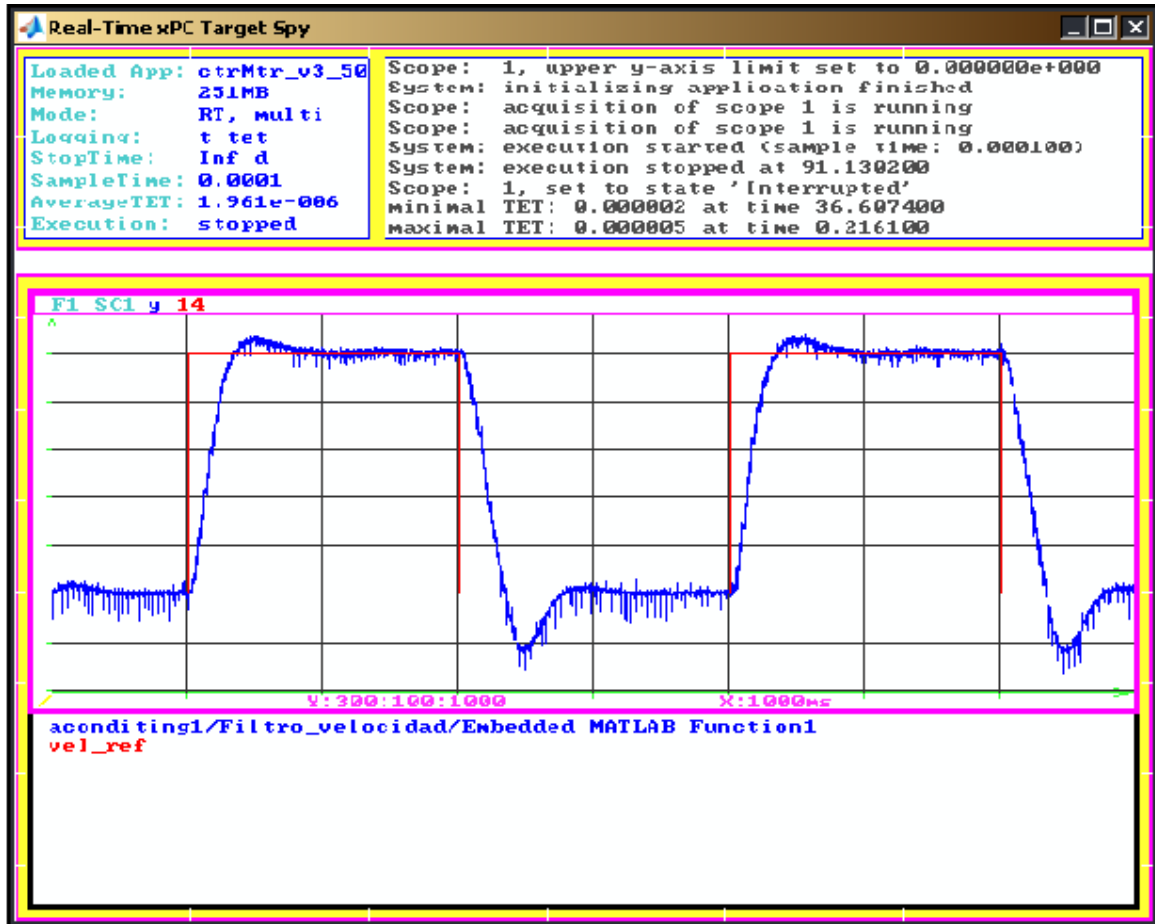


Fig. 6.2. Respuesta del sistema tras su implementación

6.1. CONCLUSIONES

Como se comprueba en la Fig. 6.2, la velocidad obtenida tras el control (representada por la línea azul) sigue la velocidad de referencia (representada por la línea roja). Además, como se expone en el capítulo 3, la función del sistema presentaba una sobreoscilación que aparece reflejada tanto en la subida como en la bajada de la respuesta del motor, haciendo que la validación en el laboratorio sea acorde con los cálculos matemáticos realizados previamente. Esto significa que el control realizado es correcto y que la respuesta obtenida es la que se buscaba y deseaba al iniciar este proyecto, por lo que los objetivos marcados han sido conseguidos.

CAPÍTULO VII:

TRABAJO FUTURO

7 . TRABAJOS FUTUROS

Existen diferentes vías por las cuales se podrían realizar trabajo futuros que complementen o den una versión mejorada de este proyecto.

En el ámbito de la ingeniería de control, se pueden encontrar metodologías diferentes a la modulación PWM con las cuales conseguirel control PIS *anti-windup* actual, como son su cálculo a partir de otros métodos, como el *Sliding Mode Control* o en el *ReachingLaw Control*, otambién emplear otro tipo de control, como son los controles predictivos-adaptativos.

7 . 1 . 1 . MEJORAS EN LA OBTENCIÓN DE LOS CONTROLADORES PID

El control PI es muy usado en aplicaciones de control debido a su simplicidad y efectividad y, aunque tiene una larga historia dentro de la ingeniería de control, los tres parámetros de su ganancia (k_p , k_i , k_d) tienen muy mala sintonización y su modificación es manual. Otra desventaja que presentan los PID es la baja capacidad que tienen para tratar con sistemas poco estables, las posibles variaciones de los parámetros o variaciones externas.

El *Sliding Mode Control* (SMC), o control por modo deslizante, es uno de los métodos más extendidos para trabajar con sistemas poco estables ya que su principal función es la de proporcionar solidez contra dichas variaciones de los parámetros y perturbaciones externas. Estudios demuestran que el cálculo de los controladores con el SMC consigue mejorar la solidez frente a las variaciones del sistema [24]. Por ello, un posible trabajo futuro podría ser la obtención del PI con el modo deslizante.

Una desventaja que podría presentar el cálculo de los reguladores con el SMC es que este método asume que la señal de control puede ser transformada de un valor a otro en un ratio infinito. En nuestro caso, en un prototipo de turbina eólica, es imposible manejar un ratio infinito de valores para los parámetros que maneja, como la tensión o la propia velocidad de giro. Una nueva técnica de diseño basada en el SMC, el *ReachingLaw Control* (RLC), la cual elimina este problema. Se han realizado estudios aplicando esta metodología para el control de velocidad de un motor DC donde se comprueba la mejora con respecto el cálculo del control a partir del SMC [25], ya que también especifica las condiciones dinámicas del sistema, aunque disminuye su solidez frente al método SMC.

7 . 1 . 2 . NUEVOS ALGORITMOS DE CONTROL

Actualmente, el control por PI, aunque sea el modelo de control más extendido y utilizado, existen otros modelos de control.

Otro posible trabajo futuro es el cálculo del regulador de velocidad mediante control óptimo. El control óptimo es una técnica de control en la que la señal a controlar intenta optimizar una determinada función de coste: en nuestro caso, en un emulador eólico, es el valor de la

velocidad que permite obtener mayor energía con el mínimo consumo. Es por ello que en las aplicaciones industriales es muy útil y se han usado dos métodos de diseño de control óptimo, ya que se ha demostrado que pueden garantizar estabilidad en lazo cerrado: el Control por Modelo Predictivo (MPC) y el Control Gaussiano Lineal Cuadrático (LQG).

El control predictivo (MPC, *Mode Predictive Control*) es, junto con los reguladores PI la técnica más usada en el control de procesos, y una opción interesante para el manejo de sistema que presentan un alto dinamismo, ya que tiene buena respuesta en términos de rapidez, rechazo de perturbaciones y respuesta frente a errores en los parámetros de la planta, ya que realiza una optimización del pronóstico del comportamiento del sistema [26]. Es por ello, que sería un posible trabajo futuro comprobar las variaciones en el control que se producirían con este control frente al control PI con *anti-windup* del presente proyecto.

Otro modelo de control basado también en el anteriormente citado es el Sistema de Control Adaptativo Predictivo (SCAP). Este sistema supone un importante avance en la resolución de la problemática del control de procesos, ya que al descrito control predictivo que emplea el sistema para predecir la evolución de la variable de salida del mismo y calcula la señal de control que hace esa evolución predicha igual a la evolución deseada, se le añade el mecanismo de adaptación que corregirá el modelo a partir de sus propios errores de predicción, los cuales tienden a cero de la forma más rápida posible [27]. Esto, aplicado al emulador de energía eólica, permitiría una adaptación en función de los valores de los parámetros de entrada mucho más rápida que con el control actual, haciendo de este un interesante trabajo futuro.

Los reguladores LQG permiten un control óptimo de las perturbaciones de los sistemas no lineales, además de garantizar la estabilidad del sistema. Este tipo de reguladores se basan en la combinación de un estimador lineal cuadrático (LQE) con un regulador cuadrático (LQR), que son calculados por separado. El algoritmo LQR resuelve el problema LQ del control óptimo. Para ello, considera los parámetros del controlador que minimizan las desviaciones no deseadas y la magnitud del control para mantener la energía gastada por la acción de control, optimizando de esta manera el sistema de control. Esta búsqueda de la optimización del sistema de control hace que los reguladores LQG sean una posible vía por la que desarrollar otro trabajo futuro.

ANEXOS

8 . ANEXOS

8 . 1 . TABLA DE CALIBRACIÓN DEL EMULADOR DE LA TURBINA EÓLICA

Tabla VII. TABLA DE CALIBRACIÓN DE L EMULADOR DE LA TURBINA EÓLICA

$U_{a_{PC}} \text{ Target}$ [V]	$U_{a_{multímetro}}$ [V]	W [rpm]	d
16	16	72	0.05
33	32	152	0.1
59	57	274	0.15
88	84	411	0.2
117	110	544	0.25
145	137	672	0.3
170	161	792	0.35
191	181	887	0.4
211	198	980	0.45
227	214	1059	0.5
240	227	1162	0.55
252	237	1179	0.6
262	248	1230	0.65

8.2. TABLA DE VALIDACIÓN DE LA PLANTA DEL SISTEMA DE REGULACIÓN

Tabla VIII. TABLA DE VALIDACIÓN DE LA PLANTA DEL SISTEMA DE REGULACIÓN

Ua [V]	W [rpm]	d
16	77	0.05
32	164	0.1
57	284	0.15
84	418	0.2
110	550	0.25
137	680	0.3
161	800	0.35
181	891	0.4
198	986	0.45
214	1066	0.5
227	1141	0.55
237	1180	0.6
248	1235	0.65

BIBLIOGRAFÍA

9 . BIBLIOGRAFÍA

- [1] Plan de Energías Renovables 2005-2010 del Ministerio de Industria, Turismo y Comercio del Gobierno de España.
- [2] Página Web http://www.ingurumena.ejgv.euskadi.net/r49-565/es/contenidos/informacion/plan_energia_eolica/es_8109/adjuntos/documentol/4-situacion_c.pdf.
- [3] Mathworks, Inc. xPCTargetUser's Guide. Año 2003.
- [4] Mathworks, Inc. xPCTargetfor Use with Real-Time Workshop R. Getting Started with *xPC Target*. Año 2006.
- [5] www.mathworks.com (Página oficial de *Matlab*®).
- [6] Ricardo Albarracín Sánchez. "Diseño de la arquitectura hardware de un simulador de velocidad variable DFIG". Proyecto fin de carrera de la Universidad Carlos III de Madrid. Ingeniería Industrial Electricidad. Octubre de 2008.
- [7] digital.ni.com (Manuales de las tarjetas National Instruments SCB-68, SCB-100).
- [8] Sousa, G.C.D.; Bose, B.K.; , "A fuzzy set theorybased control of a phase-controlledconverter DC machine drive," IndustryApplications, IEEE Transactionson , vol.30, no.1, pp.34-44, Jan/Feb 1994.
- [9] Yandell Salazar, Francisco Siles, Augusto Alvarado, Sergio Viquez; "Controladores PID y PWM, aplicación al control de velocidad de un motor CC"; Universidad de Costa Rica, Facultad de Ingeniería 2001.
- [10]O.I. Okoro, Ph. D. Ogbuka, B.Eng, and M. U. Agu; "Simulation of DC Machine Behaviors: Teaching and Research." The Pacific Journal of Science and Technology, vol.9, no.1, May/June 2008.
- [11]Wilber Acuña-Bravo, Addison Ríos-Bolívar; "A fault tolerance approach to *anti-windup* gain implementation"; Rev. Tec. Ing. Univ. Zulia. Vol.31, no 3, 246-255, 2008.

- [12]Muhammad Rehan, Abrar Ahmed, and NaeemIqbal; “ Design & Implementation of full order *anti-windup* amplitude-rate limiter for an AC Motor Speed Control System”; Journal of the Chinese Institute of Engineers, Vol. 33, No. 3, pp. 397-404 (2010).
- [13]Apunte de la asignatura “Máquinas eléctricas” de la carrera de Ingeniería Técnica Industrial de Electrónica en la Carlos III de Madrid.
- [14]Josep Balcells, José Luis Romeral. Autómatas Programables. Edición 1997.
- [15]Ñeco García, Ramón Pedro. “Apuntes de Sistemas de Control”. Edición 2003. Página 216.
- [16]KatsuhikoOgata. “Modern Control Engineering ”.Segunda Edición. KatsuhikoOgata. “Modern Control Engineering ”.Segunda Edición.
- [17]José Gómez Campomanes. “Sistemas Digitales de Control :análisis y diseño”. Edición 1998. Capítulo 7:”Controlabilidad”.
- [18]Santiago Garrido, Luis Moreno. “Ingeniería de Control: modelado, análisis y control de sistemas dinámicos”. Edición 2004.
- [19]Benjamín C. Kuo. “Sistemas de Control Automático”. Edición 1996.
- [20]Ñeco García, Ramón Pedro. “Apuntes de Sistemas de Control”. Edición 2003. Página 216.
- [21]Revista Información Tecnológica 2002.Volumen 13 nº 4. Página 113.
- [22]Jean Pierre Corriou.”Process Control: theory and applications”. Edición 2004.
- [23]Luis Cabañas Gutiérrez. ”Emulador de un aerogenerador de velocidad variable”. Proyecto de Fin de Carrera de la universidad Carlos III de Madrid. Ingeniería Industrial Electricidad. Julio 2008.
- [24]T.C. Kuo, Y. J. Huang, Y.R. Wu and C.Y. Chen; “Robust PID Control with Sliding Mode and Adaptive Rules for Uncertain Systems”; IMECS 2008,vol 2, Hong Kong.
- [25]ZuthuHakanAkpolat, Member IEEE, and AyhanAltinors; “Discrete Time Reaching Law Speed Control of DC Motor Drives”.
- [26]Oscar Andrés VivasAlbán; “Predictive Control of a Scara Robot”; Ingeniare, vol 14, no 2, 2006.
- [27]Página web
<http://www.eypscap.com/images/Eyp%20Scap%20Metodolog%C3%ADa%20SCAP.pdf>.

